COLLECTION INGENIEURS E.E.A.

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

2 - commande des moteurs à courant alternatif

par Robert Chauprade
et Francis Milsant

EYROLLES

Si vous désirez être tenu au courant de nos publications, il vous suffit d'adresser votre carte de visite au :

Service « presse », Editions EYROLLES,
61, Boulevard Saint-Germain,
75240 PARIS CEDEX 05,

en précisant les domaines qui vous intéressent. Vous recevrez régulièrement un avis de parution des nouveautés en vente chez votre libraire habituel.

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40) ».

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal ».

© ÉDITIONS EYROLLES, 1981

AVANT-PROPOS

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et des transports. C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec la dépense minimale d'énergie et de matière première.

Dans cette voie, la commande électronique des moteurs électriques à vitesse variable a apporté aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs possibilités et leurs performances, en facilitant leur automatisation, en réduisant leur maintenance, leur consommation en énergie et en augmentant leur taux de disponibilité.

Le moteur à courant continu, par nature adapté à la vitesse variable, a permis, dès l'apparition de l'électronique de puissance, de satisfaire la plus grande partie des besoins. Toutefois, il est bien connu que certaines industries tolèrent mal le collecteur en raison de l'environnement ou des conditions d'exploitation. On sait également que le collecteur a des limites de vitesse et de puissance. Ces limitations ont motivé le développement d'entraînements à vitesse variable faisant appel à des machines sans collecteur, où pour certaines la fonction du collecteur est assurée par des semiconducteurs.

Dans un premier ouvrage intitulé *Commande électronique des moteurs à courant continu*, nous avons traité les convertisseurs alternatif-continu ou redresseurs contrôlés, et les convertisseurs continu-continu ou hacheurs de courant. Dans ce second ouvrage, nous présentons aux lecteurs les derniers développements dans le domaine des redresseurs-onduleurs, des onduleurs autonomes et des cycloconvertisseurs, et les possibilités qu'ils apportent en matière de vitesse variable par moteurs à courant alternatif.

De nombreuses solutions d'entraînements par moteurs à courant alternatif à vitesse variable sont aujourd'hui possibles. Pour les petites et moyennes puissances, le moteur d'induction à cage, alimenté par onduleur à fréquence variable, répond bien aux besoins. Parfois, de petits moteurs synchrones sont également utilisés pour des entraînements synchronisés entre eux. Pour les fortes puissances, une nouvelle utilisation du moteur synchrone autopiloté offre des possibilités particulièrement intéressantes.

COLLECTION Ingénieurs E.E.A. (1)
(Électronique, Électrotechnique, Automatique)
A l'usage de l'Enseignement Supérieur : Écoles d'Ingénieurs, U.E.R., CNAM...

ÉLECTRONIQUE

Cours d'Électronique (en cinq volumes), par Francis MILSANT :
- Tome I. — *Circuits à régime variable* (1984).
- Tome II. — *Composants électroniques* (1984).
- Tome III. — *Amplification. Circuits intégrés* (1982).
- Tome IV. — *Contre-réaction, oscillation, transformation de signaux* (1984).
- Tome V. — *Diodes, thyristors, commande des moteurs* (1981).

Problèmes d'Électronique, par Françis MILSANT.
- Tome I. — *Circuits à régime variable* (1984).
- Tome II. — *Composants électroniques* (1982).
- Tome III. — *Amplification. Circuits intégrés* (1982).

Mesures d'Électronique, par Henri CATELIN et Pierre JOUBERT :
- Tome II. — *Composants électroniques* (1977).

Électronique de puissance.
- Tome I. — *Commande des moteurs à courant continu*, par Robert CHAUPRADE (1981).
- Tome II. — *Commande des moteurs à courant alternatif*, par Robert CHAUPRADE et Francis MILSANT (1984).

ÉLECTROTECHNIQUE

Cours d'Électrotechnique, par Francis MILSANT :
- Tome II. — *Machines à courant continu* (1981).

Problèmes d'Électronique avec leurs solutions, par Michel BORNAND :
- — *Moteurs à courant continu et leur commande par thyristor* (1984).
- — *Machines en courant alternatif et électronique de puissance* (1980).

AUTOMATIQUE

Cours de physique des vibrations, par A. FOUILLÉ et P. DÉRÉTHÉ (1977).

Asservissements linéaires, par Francis MILSANT :
- Tome I. — *Analyse* (1981).
- Tome II. — *Synthèse* (1983).

Automatismes à séquences, par Maurice MILSANT (1983).

Grafcet et logique programmée, par Sylvain THELLIEZ et Jean-Marc TOULOTTE (1982).

(1) Également en vente aux Éditions Eyrolles : Collection Techniciens E.E.A. à l'usage de l'Enseignement Secondaire : Lycées Techniques et Formation Permanente.

COLLECTION INGÉNIEURS E.E.A.
sous la direction de F. MILSANT

ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

2

Commande des moteurs à courant alternatif

A l'usage de l'Enseignement Supérieur :
Écoles d'ingénieurs, U.E.R., C.N.A.M...

par

Robert CHAUPRADE
Docteur de l'Université
Ingénieur en Chef
à la Société Jeumont-Schneider

et

Francis MILSANT
Ingénieur de l'École
Supérieure d'Électricité
Professeur à l'École Nationale
Supérieure d'Arts et Métiers de Paris

DEUXIÈME ÉDITION
Nouveau tirage

EYROLLES
61, boulevard Saint-Germain — 75005 PARIS
1984

Le sujet est trop vaste pour être traité dans sa totalité dans ce simple ouvrage dont le but est d'apporter l'essentiel. C'est ainsi, par exemple, que des problèmes complexes comme ceux des harmoniques de couple ou de réactance de commutation ou encore de régulation ne font pas l'objet de théories approfondies, mais d'une approche pratique suffisante pour avertir le lecteur. Certes les spécialistes confirmés y trouveront des manques et parfois des approximations rapides.

Cet ouvrage est destiné à contribuer à la formation des ingénieurs et des techniciens, à l'école et dans l'industrie.

Les deux premiers chapitres rappellent les notions fondamentales des moteurs d'induction et des moteurs synchrones.

Le troisième chapitre traite de la commutation et des aspects généraux des convertisseurs.

Les chapitres IV et V présentent les solutions de réglage de la vitesse à fréquence fixe et à fréquence variable.

Les chapitres VI et VII traitent des convertisseurs à conversion directe et à double conversion.

Les chapitres suivants exposent les aspects de commande, de régulation et d'adaptation entre la machine et le convertisseur.

Enfin, le dernier chapitre éclaire le lecteur sur le choix des solutions en fonction des applications.

Nous remercions M. Ch. DEVIN, Vice-Président, Directeur Général de JEUMONT-SCHNEIDER, et M. G. RAMOND, Directeur de la Division Électronique Industrielle, d'avoir présidé au développement de ces nouveaux systèmes d'entraînement à vitesse variable dans notre société.

Nous remercions aussi M. A. WIART, Directeur Scientifique, pour sa contribution à l'évolution des machines et des convertisseurs.

Nous remercions enfin tous les ingénieurs et techniciens qui contribuent, sous la direction de M. A. JOSSE, au développement des entraînements à vitesse variable par moteurs alternatifs au sein de JEUMONT-SCHNEIDER.

A la fin de cet ouvrage, une bibliographie, non exhaustive, cite les principales sources d'informations utilisées.

TABLE DES MATIÈRES

AVANT-PROPOS V

CHAPITRE PREMIER. — **Rappel sur les machines d'induction** 1

I.1. *Constitution* 1
I.2. *Fonctionnement à vide* 3
I.3. *Fonctionnement en charge* 5
I.4. *Circuit équivalent* 6
I.5. *Bilan des puissances* 9
I.6. *Caractéristique mécanique* 10
I.7. *Réglage de la vitesse* 12
I.8. *Étude mathématique* 13
I.9. *Diagramme simplifié du moteur asynchrone* 16
I.10. *Diagramme précis du moteur asynchrone* 17

CHAPITRE II. — **Rappels sur les machines synchrones** 21

II.1. *Constitution* 21
II.2. *Analyse du fonctionnement* 22

CHAPITRE III. — **Généralités sur les convertisseurs statiques** 25

III.1. *Commutation des thyristors sur une source de tension alternative* .. 25
III.2. *Commutation des thyristors sur une source de tension continue* 27
III.3. *Commutation des transistors sur une source de tension continue* ... 33
III.4. *Les redresseurs* 35
III.5. *Les onduleurs autonomes* 46

CHAPITRE IV — **Réglage de la vitesse d'un moteur d'induction à fréquence statorique fixe** 60

IV.1. *Réglage de la tension statorique* 60
IV.2. *Cascade hyposynchrone. Moteurs à bagues* 69

CHAPITRE V. — **Réglage de la vitesse à fréquence et tension variables** 79

V.1. *Moteurs d'induction à cage* 79
V.2. *Moteurs synchrones* 86
V.3. *Différents types de convertisseurs de fréquence* 91

CHAPITRE VI. — **Convertisseurs directs** 93

VI.1. *Les cycloconvertisseurs à commutation naturelle par le réseau d'alimentation* 93

VI.2. *Cycloconvertisseur à commutation mixte par le réseau et la machine synchrone* 104

VI.3. *Les cycloconvertisseurs à commutation forcée* 108

CHAPITRE VII. — **Convertisseurs indirects** 109

VII.1. *Redresseur commutateur de tension à thyristors* 109

VII.2. *Hacheur. Commutateur de tension* 119

VII.3. *Onduleur à modulation de largeur d'impulsions* (MLI) 120

VII.4. *Onduleur à couplage polygonal* 134

VII.5. *Redresseur commutateur de courant* 140

VII.6. *Redresseur onduleur à commutation par la machine* 157

VII.7. *Hacheur onduleur à commutation par la machine* 168

CHAPITRE VIII — **Commande et régulation des entraînements à vitesse variable par moteurs à courant alternatif** 170

VIII.1. *Gradateur statorique* 170

VIII.2. *Cascade hyposynchrone* 171

VIII.3. *Moteur d'induction à fréquence variable* 172

VIII.4. *Moteur synchrone autopiloté* 179

VIII.5. *Régulations numériques* 183

CHAPITRE IX. — **Adaptation des machines aux convertisseurs électroniques** 184

IX.1. *Adaptation des moteurs d'induction à cage aux gradateurs* 184

IX.2. *Adaptation des moteurs d'induction à bagues aux cascades hyposynchrones* 185

IX.3. *Adaptation des moteurs d'induction à cage aux convertisseurs de fréquence* 185

IX.4. *Adaptation des moteurs synchrones aux convertisseurs de fréquence* 186

IX.5. *Moteurs rapides* 188

CHAPITRE X. — **Critères de choix et applications des entraînements décrits** .. 191

X.1. *Moteurs d'induction* 192

X.2. *Moteurs synchrones* 194

X.3. *Synthèse* 196

CONCLUSION 198

CHAPITRE PREMIER

RAPPELS SUR LES MACHINES D'INDUCTION

I.1 Constitution

Les moteurs asynchrones, dits encore d'induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant. Ils comportent deux armatures à champ tournant coaxiales: l'une est fixe, l'autre est mobile. Aussi les appelle-t-on respectivement, stator et rotor.

I.1.1. Stator

Le stator est de construction identique à celui d'un moteur synchrone ou d'un alternateur triphasé, mais on l'appelle également *inducteur* ou *primaire*, car c'est au champ tournant qu'il développe, que sont dus les courants induits du rotor, celui-ci se comportant un peu comme le secondaire d'un transformateur. Le stator est une couronne faite de tôles magnétiques, isolées entre elles par un vernis. Les tôles sont munies d'encoches qui renferment un bobinage triphasé à une couche; bobinage qui est relié au réseau par l'intermédiaire de la plaque à bornes.

L'enroulement le plus simple est à deux pôles, les deux brins actifs d'une spire étant placés dans des encoches décalées d'environ π radians (fig. I.1). Dans le cas général, les deux brins actifs d'une même spire occupent des encoches séparées d'environ π/p radians, l'enroulement ainsi formé étant à $2p$ pôles. Un tel enroulement alimenté par des courants triphasés de pulsation ω est équivalent à une couronne polaire formée de $2p$ pôles qui tournent à la vitesse de synchronisme: $N_s = \dfrac{f}{p} = \dfrac{\omega}{2\pi p}$ t/s.

Il est intéressant de signaler que cette couronne polaire produit dans un brin actif les mêmes actions électriques qu'une couronne à deux pôles qui tournerait n fois plus vite. Dans ces conditions, si l'on substitue à l'angle géométrique θ relevé dans l'entrefer d'un stator à $2p$ pôles son angle électrique $\theta e = p\theta$, il est possible de ramener l'étude théorique d'une machine à $2p$ pôles à celle d'une machine à deux pôles.

I.1.2. Rotor

Le rotor n'est lié électriquement à aucune source d'énergie, ni continue, ni alternative, ce qui simplifie beaucoup sa construction. Le courant dans ses enroulements, est uniquement induit par le champ tournant statorique. C'est pourquoi on l'appelle également « induit » ou « secondaire ». On distingue deux types de rotors :

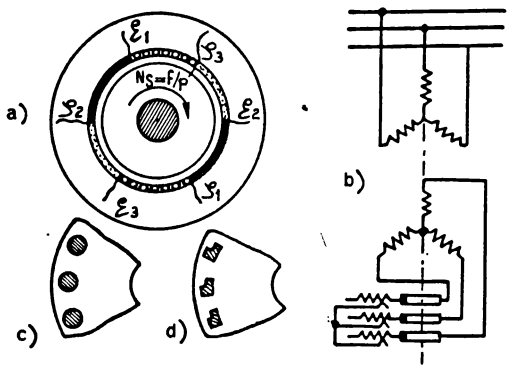


Fig. I.1

a) *Rotor à bagues :*

C'est un cylindre feuilleté avec des encoches qui renferment un enroulement comportant obligatoirement le même nombre de pôles que celui du stator. Le nombre de phases peut être différent, mais il est le plus souvent triphasé et monté en étoile. Les extrémités libres des phases sont reliées à trois bagues qui permettent de mettre chacun des enroulements en série avec un rhéostat pour assurer le démarrage dans des conditions acceptables. Pendant la marche normale, les trois bagues sont réunies directement, si bien que les trois enroulements du secondaire sont en court-circuit (fig. I.1 *b*).

b) *Rotor à cage :*

L'enroulement est remplacé par des barres de cuivre ou d'aluminium logées dans les encoches d'un enduit feuilleté et réunies à leurs extrémités par

deux couronnes de cuivre ou d'aluminium (fig. I.1 *c*). Il n'est pas nécessaire d'isoler les barres de la masse du rotor, car les courants induits s'établissent surtout dans les barres. Leur étude théorique est identique à celle des moteurs à bagues. En effet, si N désigne le nombre des barres d'une cage, le décalage entre deux barres consécutives est $2\pi/N$. Les extrémités des barres étant en court-circuit par les flasques, un rotor à cage est assimilable à un rotor à bagues qui aurait $q = N$ phases si la cage tourne dans un champ bipolaire alors qu'il aurait $q = N/p$ phases si la cage tournait dans un champ à $2p$ pôles.

Par comparaison avec les moteurs à bagues, les moteurs à cage ont l'avantage d'être de construction simple, d'être très robustes et de coût plus faible (soit cinq fois moins que les moteurs à bagues pour les mêmes caractéristiques nominales). Malheureusement, il n'est pas possible de faire varier la résistance de leur rotor, ce qui rend très défavorable les conditions de démarrage quand on les alimente à tension et à fréquence constantes. On remédie à cet inconvénient en utilisant soit des rotors à double cage, soit des rotors à une seule cage, mais à barres dites en L à cause de leur profil (fig. I.1 *d*), soit encore des moteurs à encoches très profondes (barres en « lames de sabre »).

I.2 Fonctionnement à vide

I.2.1. Courant à vide

Raisonnons sur un moteur asynchrone triphasé à bagues. Nous supposons en premier lieu que le rotor est arrêté, que les bagues sont ouvertes, tandis que le stator est alimenté. Le stator engendre dans l'entrefer de la machine un champ tournant, tout en prélevant au réseau un courant très faible, que l'on appelle courant à vide. En effet, on sait que le champ tournant est dans l'axe d'une phase aux époques où l'intensité est maximale dans cette phase. Dans ces conditions, le flux qui traverse chacune des phases du stator est alternatif et si la machine n'est pas saturée, ce que nous supposons, ce flux est constamment proportionnel à l'intensité qui traverse la phase considérée. Si V_1 et I_1 désignent la tension et l'intensité par phase et si l'on néglige les pertes de fer dans les tôles du circuit magnétique, ainsi que les pertes Joule statoriques dues au courant à vide, il vient :

$$I_0 = V_1/L_1\omega.$$

L_1 est l'inductance cyclique. Elle est définie avec l'alimentation des trois phases et il ne faut pas la confondre avec l'inductance d'une phase quand une seule phase est alimentée.

I.2.2. Facteur d'enroulement

Soit N_1 le nombre des brins actifs par phase du stator. Les brins constituent $N_1/2$ spires mais, comme il faut les répartir dans plusieurs encoches (fig. I.2 *a*), ces spires sont décalées entre elles d'un angle électrique α_e. Ainsi, les f.é.m. engendrées par le champ tournant dans les brins actifs qui occupent les encoches $2 - 2'$ sont-elles en retard de α_e sur celles engendrées dans les brins actifs occupant les encoches $1 - 1'$. Si m_1 désigne le nombre d'encoches bobinées par pôle et par phase, la f.é.m. résultante est représentée graphiquement par le vecteur $\overrightarrow{OC}$ (fig. I.2 *b*) tandis qu'elle aurait pour valeur $m_1 \times \overrightarrow{OA}$ si tous les brins actifs étaient dans deux encoches diamétrales. Dans ces conditions, on appelle facteur d'enroulement l'expression :

$$K_1 = \frac{OC}{m \times OA} = \frac{\sin m_1 \alpha_e/2}{m_1 \sin \alpha_e/2}.$$

En définitive, grâce à la notion de facteur d'enroulement, tout se passe comme si l'on disposait par phase de $n_1 = K_1 N_1/2$ spires réparties dans deux encoches diamétrales (fig. I.2 *c*); n_1 représente le nombre effectif des spires d'une phase.

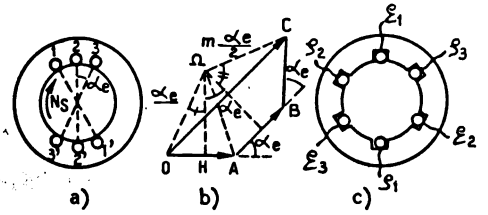


Fig. I.2

I.2.3. F.é.m. induite par phase du stator

Soit $\varphi = \Phi_M \sin \omega t$ la valeur instantanée du flux qui traverse chaque spire du stator, la f.é.m. induite par phase a pour expression :

$$e_1 = -n_1 \frac{d\varphi}{dt} = -n_1 \omega \Phi_M \cos \omega t, \quad \text{avec : } n_1 = \frac{K_1 N_1}{2}.$$

Comme $\omega = 2\pi f$ avec $\pi/\sqrt{2} = 2{,}22$ on en déduit la f.é.m. (en valeur efficace) :

$$E_1 = 4{,}44 f n_1 \Phi_M = 2{,}22 f K_1 N_1 \Phi_M.$$

Cette relation a même expression que la f.é.m. induite dans le primaire d'un transformateur (E_1 p. 100)(1).

I.2.4. Glissement

Entraînons le rotor à la vitesse $\Omega = 2\pi N$ dans le sens du champ tournant, on appelle glissement l'expression :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{f - N_e}{f} \quad \text{avec :} \quad N_s = \frac{f}{p}, \quad N = \frac{N_e}{p}$$

soit :

$$f - N_e = gf.$$

N_e représente la vitesse électrique de rotation de la machine tandis que $f_2 = gf$ est la fréquence de la f.é.m. induite aux bornes d'une des phases du rotor.

a) Quand le rotor est à l'arrêt, la f.é.m. E_{20} induite par le champ tournant statorique, est identique à celle qui est induite dans chacune des phases du stator. Si N_2 et K_2 représentent respectivement le nombre des brins actifs et le facteur d'enroulement d'une phase du rotor; le nombre effectif des spires placées dans deux encoches diamétrales est : $n_2 = \frac{K_2 N_2}{2}$. Il vient :

$$E_{20} = 4{,}44 f n_2 \Phi_M = 2{,}22 f K_2 N_2 \Phi_M.$$

Dans ces conditions, le moteur asynchrone se comporte comme un transformateur statique (E_1, p. 99) dont le rapport de transformation a pour expression :

$$m = \frac{n_2}{n_1} = \frac{E_{20}}{E_1}.$$

b) Quand le rotor est entraîné dans le sens du champ tournant à la vitesse électrique N_e, la vitesse relative entre le champ tournant et le rotor est $f - N_e = gf$. Dans ces conditions, la fréquence de la nouvelle f.é.m. induite par le champ tournant dans chacune des phases du rotor est : $f_2 = gf$. Il vient :

$$E_2 = gE_{20}.$$

I.3 · Fonctionnement en charge

Mettons les bagues du rotor en court-circuit alors que celui-ci est entraîné à sa vitesse normale. La tension E_2, induite par le champ tournant

(1) Les références E_1, E_2... concernent les tomes 1, 2 ... du *Cours d'Électronique de* F. MILSANT, tandis que les références *M* concernent la *Commande électronique des moteurs à courant continu* de R. CHAUPRADE; ces ouvrages appartiennent à la collection Ingénieurs EEA aux Éditions Eyrolles.

statorique, va engendrer dans le rotor des courants triphasés de fréquence gf, puisque nous avons supposé que celui-ci était bobiné en triphasé. Les courants vont engendrer à leur tour un champ tournant B_2 qui tournera à la vitesse électrique gf par rapport au rotor, c'est-à-dire à la vitesse $gf + N_e = f$ par rapport au stator du moteur bipolaire équivalent.

En définitive, les deux champs statorique B_1 et rotorique B_2 tournent bien à la même vitesse et c'est une condition nécessaire pour qu'il y ait couple.

Les deux champs font dans l'espace un angle supérieur à 90 degrés en raison de l'action démagnétisante du rotor (fig. I.3). Ils se composent vectoriellement pour donner naissance au champ d'induction résultant B.

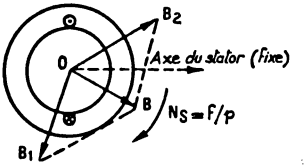


Fig. I.3

C'est ce champ résultant qui produit en charge dans chaque spire du stator et du rotor un flux alternatif. Or, comme pour le transformateur (E_1 p. 100), dans la mesure où l'on néglige les chutes de tension provoquées par la résistance d'une phase du stator et par son inductance de fuites, on a :

$$V_1 = E_1 = 4{,}44 f n_1 \Phi_M.$$

Ainsi peut-on conclure :

Pour une tension statorique de valeur efficace constante, le flux maximal est constant quelle que soit la charge de la machine.

Nous pouvons alors écrire que la force magnétomotrice résultante dans l'entrefer est égale à la somme géométrique des forces magnétomotrices du stator et du rotor. On a :

$$q_1 n_1 I_1 + q_2 n_2 I_2 = \frac{\mathcal{R}\Phi_M}{\sqrt{2}} = \text{Cte} = q_1 n_1 I_0.$$

Si l'on suppose un même nombre de phases au stator et au rotor, on a une relation identique à celle du transformateur, soit :

$$I'_2 = -mI_2$$

$$I_1 = I_0 + I'_2 \qquad \text{avec :} \qquad m = \frac{n_2}{n_1} = \frac{K_2 N_2}{K_1 N_1}.$$

I.4 Circuit équivalent

a) Considérons la machine à l'arrêt, elle se comporte alors comme un transformateur statique. Ainsi est-il possible de définir — comme pour le

transformateur statique – la résistance R_2 et la réactance de fuites $x_2 = l_2\omega$ d'une phase du rotor.

b) En marche normale, la machine asynchrone ne se comporte plus comme un transformateur statique, puisque les courants du primaire et du secondaire n'ont plus la même fréquence. Cependant, grâce à un artifice de calcul, nous allons montrer que cette machine est encore équivalente à un transformateur statique.

En effet, en marche normale, la valeur efficace de la f.é.m. induite aux bornes d'une phase du rotor n'est plus E_{20} comme à l'arrêt, mais elle a pour valeur $E_2 = gE_{20}$, tandis que la réactance de fuites passe de la valeur x_2 à gx_2. Ainsi l'intensité par phase a-t-elle pour expression :

$$I_2 = \frac{gE_{20}}{\sqrt{R_2^2 + (gx_2)^2}} = \frac{E_{20}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + x_2^2}}.$$

D'après cette deuxième expression, on peut conclure :

Une machine asynchrone est équivalente à un transformateur statique dont le secondaire supposé sans résistance alimenterait une charge R_2/g (fig. 1-4*a*).

On peut également considérer que l'enroulement secondaire est de résistance R_2, la charge qu'il alimente ayant alors pour expression :

$$\frac{R_2}{g} - R_2 = R_2 \frac{1-g}{g}.$$

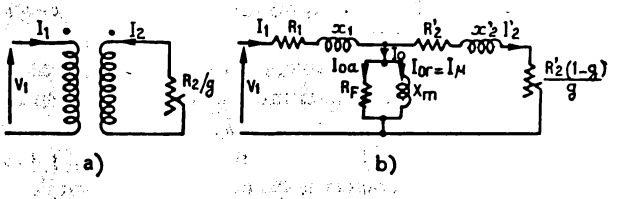


Fig. I.4

L'appareil étant équivalent à un transformateur statique, il est alors possible d'utiliser le circuit équivalent général du transformateur (E_1 p. 102) en ramenant au primaire les éléments du secondaire :

$$R'_2 = m^2 R_2 \quad , \quad x'_2 = m^2 x_2 \quad , \quad E'_{20} = -mE_{20}.$$

Comme pour le transformateur, le courant à vide I_0 se sépare en deux branches : l'une R_F absorbe la composante active du courant à vide qui est due aux pertes fer. L'autre X_m absorbe la composante réactive qui est nécessaire pour entretenir le flux dans l'entrefer.

Remarques :

1) De même que nous avons défini l'inductance cyclique L_1 d'une phase du stator, nous pouvons définir, le rotor étant bloqué, l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor. Avec ces nouveaux paramètres, il est facile d'écrire les équations de fonctionnement du moteur asynchrone, à savoir :

$$V_1 = (R_1 + jL_1\omega)I_1 + jM\omega I_2$$
$$0 = (R_2 + jgL_2\omega)I_2 + jgM\omega I_1$$

Si l'on divise par g les deux membres de la deuxième équation, il vient :

$$-\frac{R_2}{g} I_2 = jL_2\omega I_2 + jM\omega I_1.$$

Ainsi retrouve-t-on à nouveau les équations du transformateur statique.

2) Il est toujours possible, dans une première approximation, de négliger les pertes fer qui sont faibles (soit 1 % environ de la puissance absorbée). Ainsi peut-on supprimer la branche R_F dans le circuit équivalent.

Il est alors possible de préciser la valeur de la réactance X_m.

En effet, à vide ($I_2 = 0$), on a :

$$V_1 = (R_1 + jL_1\omega)I_0.$$

Or, d'après la définition de l'inductance de fuites (E_1, p. 96), on a :

$$L_1 = l_1 + Mn_1/n_2 = l_1 + M/m \quad ,$$

d'où :
$$X_m = M\omega/m.$$

3) Pour de nombreuses applications, on peut effectuer d'autres simplifications du circuit équivalent général. On peut négliger la résistance R_1 du stator qui est faible, tandis que l'on ne peut pas négliger la résistance R_2 du rotor, car celle-ci intervient sous la forme R_2/g. On peut également négliger la chute de tension $x_1 I_0$ provoquée par le courant à vide qui est faible par rapport au courant en charge ($I_0 \ll I'_2$). Cette deuxième simplification permet de déplacer la branche X_m en amont de x_1. Ainsi est-il possible de bloquer en une seule inductance les deux inductances de fuites l_1 et l'_2, inductances qu'il n'est pas possible de déterminer séparément (fig. I.5). D'après les équations du transformateur (E_1, p. 103), il vient :

$$X_m = L_1\omega$$
$$x_1 + x'_2 = N_1\omega = N'_2\omega = \sigma L_1\omega.$$

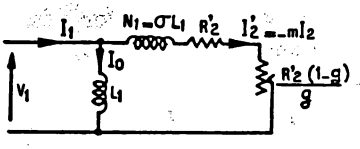


Fig. I.5

N_1 et N_2 désignent respectivement les inductances de fuites de Boucherot ramenées au primaire et au secondaire. σ est le coefficient de dispersion de Blondel (E_1, p. 95).

I.5 Bilan des puissances

Désignons par J et I les intensités par phase et par fil de ligne, puis par V et U, les tensions par phase et entre fils de ligne, α étant le déphasage entre J et V (fig. I.6 *b*). Comme nous avons supposé que le stator était branché en étoile, on a : $I = J$.

Le moteur absorbe au réseau la puissance :

$$P_a = 3VJ \cos \alpha = \sqrt{3}UI \cos \alpha \quad \text{(fig. I.6 } a\text{)}.$$

Une petite partie de cette puissance (1 à 2 %) est perdue dans le stator sous la forme de pertes dans le fer (Pfs) et de pertes dans le cuivre dues à l'effet Joule (Pjs).

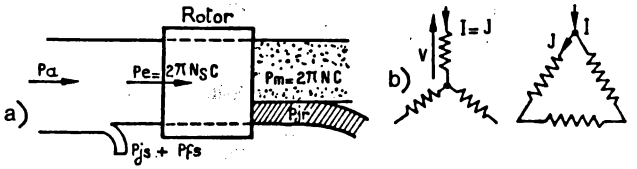


Fig. I.6

Pour ces dernières, si R_1 désigne la résistance d'une phase, on a : $Pjs = 3R_1J^2$, soit $3R_1I^2$ pour le montage étoile et R_1I^2 pour le montage triangle puisque $J = I/\sqrt{3}$. Si R représente la résistance mesurée entre deux bornes du stator, elles ont dans les deux cas pour expression : $Pjs = \frac{3}{2} RI^2$.

La puissance restante est alors intégralement transmise au rotor par le champ tournant sous la forme de puissance électromagnétique, soit :

$$P_e = P_a - (Pfs + Pjs) \simeq P_a.$$

Le rotor utilise cette puissance à deux fins : une partie est gaspillée par effet Joule dans les enroulements du rotor (résistance propre plus rhéostat extérieur si celui-ci n'est pas en court-circuit), tandis que l'autre partie se retrouve en puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre du moteur. On peut négliger d'une part, les pertes fer dans le rotor, car elles dépendent de la fréquence rotorique ($f_2 = gf$) qui est très faible en marche normale, d'autre part, les pertes par frottement et ventilation. On a :

$$P_e = P_m + Pjr.$$

Par ailleurs, si C représente le couple utile sur l'arbre du moteur, ce couple est dû à l'action des deux couronnes polaires (statorique et rotorique), qui, comme nous l'avons expliqué, tournent à la même vitesse N_s. Le couple résulte de la puissance électromagnétique échangée entre le stator et le rotor.

On a : $P_e = 2\pi N_s C$. Comme on retrouve ce couple sur l'arbre du rotor qui tourne à la vitesse N, on a : $P_m = 2\pi NC$.

Il est alors facile de calculer les pertes Joule rotor, à savoir :

$$Pjr = P_e - P_m = 2\pi C(N_s - N) = 2\pi C g N_s$$

soit : $$Pjr = gP_e \simeq gP_a.$$

Il est ensuite facile de calculer le rendement du moteur avec les hypothèses simplificatrices que nous avons signalées :

$$\eta = \frac{P_m}{P_a} = \frac{P_e - Pjr}{P_a} \simeq \frac{P_a - gP_a}{P_a}$$

$$\eta = 1 - g.$$

Cette expression simplifiée souligne l'importance du glissement sur le rendement du moteur.

I.6 Caractéristique mécanique

a) On calcule le couple en exprimant de deux façons différentes les pertes Joule rotor (fig. I.5) :

$$Pjr = q_2 \frac{R'_2}{g} I'^2_2 = 2\pi N_s g C,$$

avec $$I'^2_2 = \frac{V_1^2}{(N_1\omega)^2 + (R'_2/g)^2}$$

d'où $$C = K \frac{R'_2/g}{(N_1\omega)^2 + (R'_2/g)^2} \qquad \text{avec :} \qquad K = \frac{q_2 V_1^2}{2\pi N_s}$$

si q_2 désigne le nombre de phases du rotor (avec les rotors bobinés on a $q_2 = 3$).

b) Nous allons représenter en premier lieu la caractéristique $C = f(g)$, puis nous en déduirons facilement la caractéristique mécanique $C = f(N)$.

L'expression générale du couple peut encore s'écrire :

$$C = \frac{KR'_2}{R'^2_2/g + g(N_1\omega)^2}.$$

Le dénominateur est formé d'une somme de deux termes dont le produit $(R'_2 N_1\omega)^2$ est constant. Aussi cette somme est-elle minimale quand les termes sont égaux. Dans ces conditions, le couple est maximal, soit :

$$g_M = R'_2/N_1\omega \quad , \quad C_M = K/2N_1\omega.$$

Quand le glissement est bien faible par rapport à cette valeur g_M, on a :

$$g(N_1\omega)^2 \ll R_2'^2/g$$

d'où : $$C \simeq Kg/R_2'.$$

Quand le glissement est grand par rapport à la valeur, g_M, on a :

$$g(N_1\omega)^2 \gg R_2'^2/g, \quad \text{d'où} \quad C \simeq KR_2'^2/g(N_1\omega)^2.$$

Ces deux graphes se coupent en un point A, (fig. I.7), soit :

$$\frac{Kg}{R_2'} = \frac{KR_2'^2}{gN_1^2\omega^2}$$

d'où : $$g_A = \frac{R_2'}{N_1\omega} = g_M \quad , \quad C_A = \frac{K}{N_1\omega} = 2C_M.$$

Par ailleurs, si l'on note que le graphe est symétrique, par rapport à l'origine (si l'on change g en $-g_n$, C devient $-C$), il est possible de le construire avec précision.

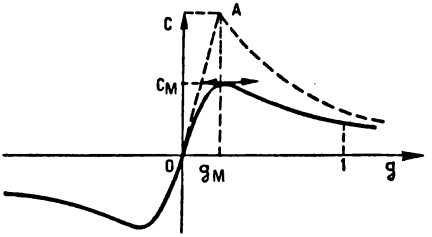


Fig. I.7

c) Le graphe $C = f(g)$ représente à une échelle convenable la caractéristique mécanique, puisque le glissement est une fonction linéaire de la vitesse.

On peut définir sur cette caractéristique différentes zones de fonctionnement.

En effet, si l'on considère un entraînement à couple résistant constant (fig. I.8), on a deux points de fonctionnement possibles : l'un est stable, le point M (M, p. 18)([1]) l'autre est instable, le point M'. En conséquence la

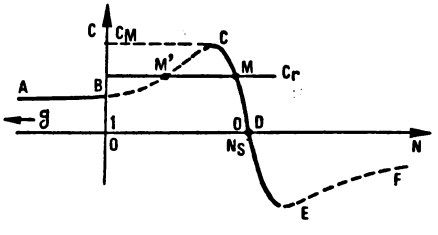


Fig. I.8

([1]) Cette référence concerne le livre de R. CHAUPRADE : *Commande Électronique des Moteurs à courant continu.*

partie utile de la caractéristique est sensiblement rectiligne. Elle est représentée en trait plein. Si, en cours de fonctionnement, le couple résistant dépasse la valeur du couple maximal, le moteur s'arrête, on dit qu'il décroche. Pour cette raison, le couple maximal est encore appelé : couple de décrochage. Afin d'obtenir une marge de sécurité suffisante, le couple nominal d'un moteur doit être 2 à 2,5 fois plus faible que le couple de décrochage. Si la machine est entraînée à une vitesse supérieure à la vitesse de synchronisme, le couple moteur change de signe. Dans ces conditions, la machine renvoie de l'énergie au réseau; elle fonctionne en génératrice. Au-delà du point E, la machine décroche en tant que génératrice, c'est-à-dire qu'elle s'emballe. Enfin la partie AB de la caractéristique, qui correspond à une vitesse négative, peut être utilisée avec certaines précautions (insertion de résistance dans le rotor), pour le freinage à contre-courant.

I.7 Réglage de la vitesse

Il est possible de régler la vitesse d'un moteur asynchrone à bagues en augmentant la résistance du rotor à l'aide d'un rhéostat.

En effet, d'après l'expression du couple moteur, on a :

$$C = \text{Cte}, \qquad \text{pour} \qquad R_2/g = \text{Cte}.$$

Ainsi, étant donné le point fonctionnement nominal M avec un glissement g, on a un nouveau point de fonctionnement M' en traçant une parallèle à l'axe des glissements (fig. I.9). La partie stable de la caractéristique étant la droite OM, il vient :

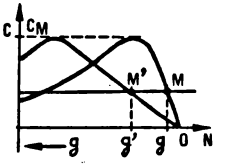


Fig. I.9

$$\frac{R_2}{g} = \frac{R_2 + R_h}{g'}.$$

Le mode de réglage semble favorable pour les entraînements à couple résistant constant. En effet, le couple moteur étant alors constant aux différentes vitesses, la puissance absorbée au réseau est également constante, puisque $P_a = P_e = 2\pi N_s C$. Ainsi le moteur ne risque-t-il pas de chauffer aux différentes vitesses.

Malheureusement, ce réglage de la vitesse présente deux inconvénients graves, inconvénients que nous avons déjà signalés lors de l'étude du moteur shunt à courant continu (*M*, p. 27).

En effet, ce réglage est mauvais du point de vue technique, car les caractéristiques dans leur partie utile sont concourantes, alors que dans un

bon réglage, elles devraient se déplacer parallèlement à la caractéristique d'origine.

Ce réglage est également mauvais du point de vue économique, car la consommation d'énergie dans le rhéostat est d'autant plus importante que la chute de vitesse est plus élevée. C'est ainsi qu'à demi-vitesse, on consomme autant d'énergie dans le rhéostat que dans le moteur.

En définitive, l'insertion de résistances dans le rotor est un procédé intéressant pour des périodes transitoires comme le démarrage ou le freinage d'un moteur, mais il ne convient pas pour un fonctionnement en régime permanent à vitesse réduite.

I.8 Étude mathématique

I.8.1. Expression d'un cercle

Cette étude a été faite dans le cours d'Électronique (E_1, p. 58). Si p est un paramètre scalaire, un cercle a pour expression :

$$Z = \frac{A + pB}{C + pD}.$$

On peut déterminer les coordonnées du centre de ce cercle, en donnant au paramètre p une valeur complexe telle que le conjugué de cette valeur annule le dénominateur de la fonction Z, soit :

$$p^* = C/D.$$

I.8.2. Droite des glissements

On a montré (E_1, p. 61) que l'on obtenait une droite des glissements que l'on pouvait graduer linéairement, en faisant une inversion du cercle ayant pour pôle le point M_∞ qui correspond à la valeur $p = \infty$ du paramètre. Nous allons montrer que l'on peut généraliser ce résultat sous la forme suivante :

Étant donné un point M_q sur le cercle correspondant à une valeur $p = q$ du paramètre, toute droite parallèle à $M_q M_\infty$ peut constituer une échelle pour le cercle (fig. I.10).

En effet, faisons un changement d'axe pour ramener l'origine en M_q par la translation Z_q, on a :

$$Z' = \frac{A + Bp}{C + Dp} - \frac{A + Bq}{C + Dq} = \frac{(BC - AD)(p - q)}{(C + Dp)(C + Dq)} = \frac{\alpha(p - q)}{C + Dp}.$$

Rendons le dénominateur réel en posant : $C = c + jc'$, $D = d + jd'$,

$$Z' = \alpha(p - q)\frac{c + dp - j(c' + d'p)}{(c + d)^2 + (c' + d'p)^2} = (A' + B'p)f(p)$$

avec : $A' = \alpha(c - jc')$, $B' = \alpha(d - jd')$, $f(p)$ représentant une fonction réelle en p.

Soit Δ la droite $Y = A' + B'p$, si l'on fait $p = 0, 1 \ldots q \ldots$, on a les points $Y_0, Y_1 \ldots Y_q \ldots$ sur la droite, en multipliant par la fonction scalaire $f(p)$, les valeurs $Z_0, Z_1 \ldots Z_q \ldots$ des points du cercle. Dans ces conditions, la droite Δ et le cercle C sont des courbes correspondantes. Comme Δ est une droite échelle que l'on peut graduer linéairement, elle est parallèle à $M_q M_\infty$.

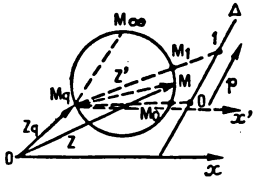


Fig. I.10

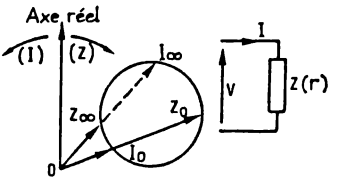


Fig. I.11

I.8.3. Diagramme de courant

Connaissant le diagramme d'impédance d'une machine $Z = f(p)$, il est facile de passer au diagramme d'intensité $I = f(p)$ par inversion vectorielle, car on a :

$$I = V/Z.$$

A cet effet, on choisit comme axe réel un axe vertical (fig. I.11) et on représente le diagramme d'impédance, en adoptant comme sens positif le sens inverse des aiguilles d'une montre.

Le même cercle pourra servir de diagramme des courants si l'on adopte comme rapport k d'inversion, la puissance de 0 par rapport au cercle. Soit : $V = V_0 = k$.

Dans ces conditions, le vecteur tension est porté par l'axe réel et le sens positif, pour compter les angles, est le sens trigonométrique pour les intensités.

Il est à noter que dans certains cas, on préfère tracer directement le diagramme des courants.

I.8.4. Représentation des puissances

Nous allons démontrer en considérant un cas simple, qu'il est possible de représenter sur un diagramme des courants, la puissance utile d'une machine (fig. I.12).

Négligeons les pertes fer et supposons que l'on puisse mettre les pertes Joule totales sous la forme RI^2, R étant une résistance unique constante. Comme $MH = y$ représente à l'échelle des intensités le courant actif absorbé par l'appareil, la puissance active absorbée a pour valeur $P_a = yV$, d'où :

$$P_u = P_a - P_j = yV - R(x^2 + y^2).$$

Si ρ, a et b désignent respectivement le rayon du cercle et les coordonnées de son centre, on a :

$$(x - a)^2 + (y - b)^2 = \rho^2$$

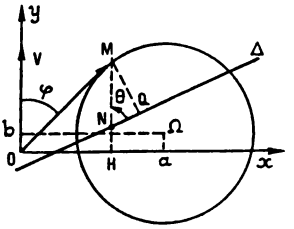


Fig. I.12

soit :

$$P_u = -2Rax + (V - 2Rb)y - R(\rho^2 - a^2 - b^2) = Ax + By + C.$$

Si l'on construit la droite Δ d'équation $Ax + By + C = 0$, on peut calculer la distance de M à la droite Δ :

$$MQ = \frac{Ax + By + C}{\sqrt{A^2 + B^2}} = \frac{P_u}{\sqrt{A^2 + B^2}}.$$

Or $$MN = \frac{MQ}{\cos\theta} \quad \text{avec} \quad \operatorname{tg}\theta = -\frac{A}{B} \quad , \quad \frac{1}{\cos^2\theta} = 1 + \frac{A^2}{B^2}$$

d'où

$$MN = \frac{P_u}{\sqrt{A^2 + B^2}} \times \frac{\sqrt{A^2 + B^2}}{B} = \frac{P_u}{B}.$$

En conséquence :

La longueur MN étant proportionnelle à la puissance utile, la droite MN est dite : *droite des puissances utiles.*

Dans la pratique, on peut obtenir cette droite sans calcul, à la condition de déterminer les deux points du cercle pour lesquels la puissance utile est nulle, car la droite Δ passe obligatoirement par ces deux points. Dans le cas où il n'y aurait qu'un seul point du cercle, pour lequel la puissance utile serait nulle, la droite Δ serait tangente au cercle. Enfin, comme à une échelle convenable $MH = P_a$ et $MN = P_u$, on en déduit par différence :

$$NH = P_a - P_u = Pjr.$$

I.9 Diagramme simplifié du moteur asynchrone

Si l'on se reporte au circuit équivalent simplifié du moteur asynchrone, il est facile d'obtenir son diagramme que l'on appelle : diagramme d'Heyland (fig. I.13). On a :

$$I_1 = I_0 + I'_2 = \frac{V_1}{jL_1\omega} + \frac{V_1}{Z_\alpha} \quad \text{avec :} \quad \operatorname{tg}\alpha = \frac{\sigma L_1 \omega}{R'_2/g}.$$

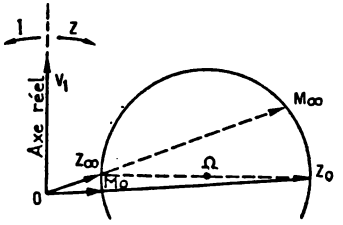


Fig. I.13

Faisons coïncider la tension avec l'axe réel que nous représentons verticalement, le sens positif adopté étant le sens trigonométrique. Nous portons une longueur $\frac{V_1}{L_1\omega}$ sur l'axe réel et nous la faisons tourner de $-90°$, ce qui donne le point A. Puis nous portons une longueur $\frac{V_1}{Z}$ sur l'axe réel et nous la faisons tourner de $-\alpha$. La somme géométrique de ces deux vecteurs donne le vecteur $\overrightarrow{OM} = I_1$.

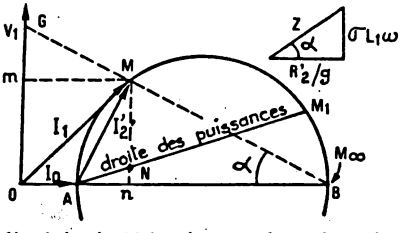


Fig. I.14

Si l'on mène en M la perpendiculaire à AM qui coupe l'axe imaginaire en B, on a : $A\hat{B}M = \alpha$.

Dans le triangle rectangle AMB, on a :

$$AM = \frac{V_1}{Z} = AB \sin\alpha = AB \times \frac{\sigma L_1 \omega}{Z}$$

d'où : $$AB = V_1/\sigma L_1\omega = \text{Cte.}$$

Le lieu du point M est le cercle de diamètre AB.

Si m et n désignent les projections du point M sur les axes réel et imaginaire, om et on représentent respectivement à l'échelle des courants (1 mm = a ampères), l'intensité active (Ia) et l'intensité réactive (Ir) absorbées.

Comme la tension V_1 est constante, ces mêmes longueurs représentent à l'échelle des puissances (1 mm = $3V_1a$ watts), la puissance active et la puissance réactive absorbées par la machine. Ainsi peut-on graduer les deux axes en puissance active et réactive.

Par ailleurs, on a : $\operatorname{tg} \alpha = \dfrac{g\sigma L_1 \omega}{R'_2} = \dfrac{OG}{OB}$ ainsi la longueur OG peut-elle représenter le glissement de la machine.

Pour $g \to \infty$, $\operatorname{tg} \alpha \to \infty$ donc M_x est en B.

Pour $g = 1$, $\operatorname{tg} \alpha = \sigma L_1 \omega / R'^2$ ainsi peut-on déterminer le point M_1 qui correspond au démarrage.

Le cercle ne coupe pas l'axe réel, aussi la machine absorbe-t-elle toujours de la puissance réactive au réseau. La partie supérieure du cercle correspond à de la puissance active absorbée, donc au fonctionnement en moteur, tandis que la partie au-dessous de l'axe imaginaire correspond à de la puissance fournie au réseau, donc au fonctionnement en génératrice.

La puissance utile sur l'arbre est nulle au démarrage M_1 (vitesse nulle) et au synchronisme A (glissement nul); ainsi la droite AM est-elle la droite des puissances utiles. Ainsi à l'échelle des puissances absorbées, $M \,.\, N = P_u$. Avec les hypothèses simplificatrices adoptées : $P_e \simeq P_a = Mn$. Comme $P_e = 2\pi N_S C$, l'axe réel peut également être gradué en couple, celui-ci passant par sa valeur maximale pour $\alpha = 45°$.

I.10 Diagramme précis du moteur asynchrone

I.10.1. Étude théorique

Ce diagramme plus précis que le diagramme d'Heyland est obtenu par inversion du diagramme d'impédance [1].

En effet si l'on se reporte aux équations du moteur asynchrone écrites à l'aide des inductances cycliques (§ I.3), on a :

$$V_1 = (R_1 + jL_1\omega)I_1 + jM\omega I_2$$
$$0 = (R_2 + jgL_2\omega)I_2 + jgM\omega I_1$$

Si on élimine I_2, il vient :

$$Z = \frac{V_1}{I_1} = R_1 + jL_1\omega + \frac{gM^2\omega^2}{R_2 + jgL_2\omega}$$

[1] Ce diagramme est utilisé par l'UTE (Union Technique de l'Électricité).

Le lieu du vecteur Z est un cercle. Nous allons le représenter en choisissant comme axe réel, un axe vertical et, comme sens positif, le sens inverse du sens trigonométrique.

Points particuliers :

$$g = 0, \quad Z_0 = R_1 + jL_1\omega$$

$$g = \infty, \quad Z_\infty = R_1 + jL_1\omega + \frac{M^2\omega}{jgL_2} = R_1 + j\omega\left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)$$

$$Z_\infty = R_1 + j\sigma L_1\omega \quad \text{puisque :} \quad \sigma = \frac{L_1L_2 - M^2}{L_1L_2}$$

(E_1, p. 91). Coordonnées du centre :

$$g_\Omega^* = -\frac{R_2}{jL_2\omega} \qquad \text{d'où} \qquad g_\Omega = \frac{R_2}{jL_2\omega}$$

$$Z_\Omega = R_1 + jL_1\omega - j\omega\frac{M^2}{2L_2}.$$

Le cercle d'impédance peut être utilisé comme diagramme de courant (§ I.8.3).

I.10.2. Construction pratique

Raisonnons sur un moteur asynchrone triphasé dont le stator est branché en étoile, on fait les opérations suivantes :

a) On choisit une échelle des courants : 1 mm = a ampères.

b) On pratique un essai à vide, le moteur tournant à une vitesse voisine du synchronisme, son rotor étant en court-circuit. On relève l'intensité I_0 et la puissance absorbée P_0, par la méthode des deux wattmètres, puis on calcule le facteur de puissance à vide, soit :

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_0}{3V_1I_0}$$

il est alors facile de représenter le point M_0.

c) On pratique un essai en court-circuit à l'arrêt ($g = 1$) à tension réduite, car l'intensité serait trop importante à la tension normale. On admet que l'intensité est proportionnelle à la tension et que le déphasage ne change pas, d'où :

$$I_1 = I_{1cc} \times \frac{V_1}{V_{1cc}}, \quad \cos\varphi_1 = \frac{P_{cc}}{3V_{1cc}I_{1cc}}$$

il est alors facile de représenter le point M_1.

Le cercle passant par M_0 et M_1, son centre est sur la médiatrice de M_0M_1. Par ailleurs, on admet que ce centre soit sensiblement sur l'horizontale passant par M_0, ainsi est-il parfaitement déterminé.

d) On représente la droite des puissances utiles et la droite des couples. La première est la droite M_0M_1, puisque la puissance mécanique est nulle pour $N = N_s (g = 0)$ et pour $N = 0 (g = 1)$, tandis que la deuxième est la droite M_0M_∞. En effet, la puissance électromagnétique, qui est proportionnelle au couple $(P_e = 2\pi N_s C)$ est nulle pour $N = N_s (g = 0)$ et pour $g \to \infty$ car dans ce cas: $\dfrac{R_2}{g} = 0$, le rotor n'absorbe que de la puissance réactive, puissance qui n'est pas transformable en puissance mécanique.

On peut alors adopter une échelle des puissances (1 mm = $3V_1$ *a* watts) et une échelle de couples $\left(1 \text{ mm} = \dfrac{3V_1}{2\pi N_s} a \text{ m.N}\right)$.

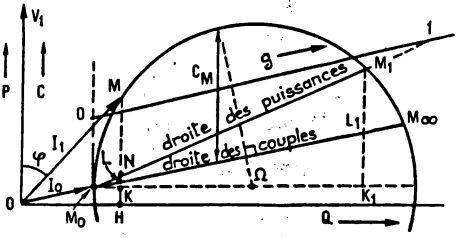


Fig. I.15

e) Le point M_∞ est un point théorique que l'on ne peut pas relever directement, aussi pour l'obtenir procède-t-on de la façon suivante:

Faisons en premier lieu le bilan des puissances en régime normal. A cet effet, si l'on trace par M la parallèle à l'axe des tensions, il vient:

$MH = P_a$, $MN = P_m$, $ML = P_e$, $KH = P_0$ (pertes par frottement et ventilation). On en déduit:

$$NL = P_e - P_m = Pjr \quad , \quad LK = Pjs$$

Si l'on reporte ce résultat dans l'essai en court-circuit moteur (point M_1), il vient:

$$M_1L_1 = R_2I_2^2 \quad , \quad L_1K_1 = R_1I_1^2$$

d'où:

$$\frac{M_1L_1}{L_1K_1} = \frac{R_2I_2^2}{R_1I_1^2} = \frac{R_2}{R_1m^2} \quad \text{puisque:} \quad \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{1}{m}.$$

Ainsi, connaissant le rapport de transformation m et les résistances des enroulements, est-il facile d'obtenir le point L_1, ce qui détermine le point M_∞.

f) On représente enfin la droite des glissements (§ I.8.2.) en choisissant comme point M_q le point M_0. Toute droite parallèle à M_0M_∞ constitue une *droite des glissements*.

On étalonne cette droite pour $g = 0$ (obtenu par la tangente en M_0) et pour $g = 1$. Il est intéressant d'utiliser deux échelles différentes, suivant que l'on s'intéresse aux glissements élevés (démarrage) ou aux faibles glissements (marche normale).

I.10.3. Remarques

a) Il est important de signaler que le diagramme du cercle ne s'applique vraiment bien que dans le cas d'un moteur « théorique » à bobinage absolument réparti avec une symétrie parfaite.

Son application est assez satisfaisante pour les moteurs à bagues mais elle est totalement illusoire pour les moteurs à cages (moteurs à encoches profondes...). Cependant ce diagramme conserve tout son intérêt sur le plan théorique car il permet de mieux comprendre le fonctionnement du moteur.

b) Il est également intéressant de noter que le diagramme du cercle a été établi pour $V_1 = \text{Cte}$. Comme ce diagramme est en réalité déduit du diagramme d'impédance (soit $Z = V_1/I_1$), il serait également possible d'établir un diagramme similaire pour $I_1 = \text{Cte}$. Un tel diagramme aurait des applications intéressantes dans les commandes électroniques qui se font le plus souvent à intensité constante.

CHAPITRE II

RAPPELS SUR LES MACHINES SYNCHRONES

II.1 Constitution

Le moteur synchrone est comparable à un moteur asynchrone qui tournerait en permanence à la vitesse de synchronisme. Dans ces conditions, le glissement $\left(g = \frac{N_s - N}{N_s}\right)$ est nul et la fréquence des courants rotoriques ($f_2 = gf$) est également nulle, ainsi le courant rotorique est-il du courant continu.

Comme le moteur asynchrone, il comporte deux armatures à champ tournant coaxiales; l'une est fixe (le stator), l'autre est mobile (le rotor).

II.1.1. Stator

Le stator d'un moteur synchrone est totalement identique à celui d'un moteur asynchrone (fig. II.1 *a*). Il comporte un enroulement triphasé à $2p$ pôles. Un tel enroulement alimenté par des courants triphasés de pulsation ω est équivalent à une couronne polaire formée de $2p$ pôles qui tournent à la vitesse de synchronisme : $\Omega_s = \omega/p$. Grâce à la notion d'angle électrique ($\theta_e = p\theta$), il est possible de ramener l'étude d'une machine à $2p$ pôles à celle d'une machine à 2 pôles.

On utilise deux types de rotors :

a) *Les rotors à pôles lisses*

Ils sont identiques aux rotors des moteurs asynchrones, mais ils ne comportent qu'un seul enroulement traversé par du courant continu. Cet enroulement est relié à deux bagues. Sur ces bagues frottent des balais qui

sont reliés à une machine à courant continu appelée excitatrice. L'excitatrice est placée en bout d'arbre, sa tension pourant varier grâce à un rhéostat de champ placé en série avec l'excitation (fig. II.1 *c*).

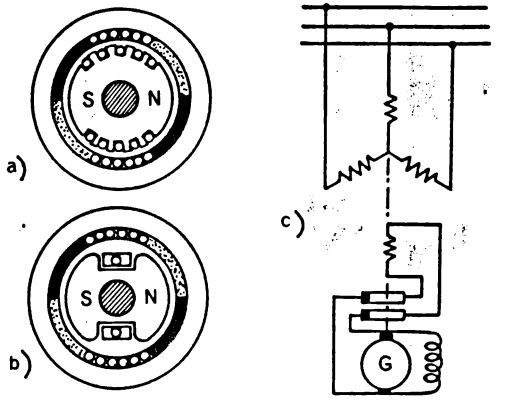


Fig. II.1

Les machines à pôles lisses sont à entrefer constant; elles ne comportent habituellement que deux pôles; aussi, quand on les alimente à la fréquence industrielle ($f = 50$ Hz) leur vitesse de rotation est-elle élevée :

$$N_s = f/p \quad \text{avec} \quad p = 1, \quad \text{soit :} \quad N_s = 50 \text{ tr/s} = 3\,000 \text{ tr/min.}$$

On les utilise habituellement comme alternateurs dans les centrales thermiques. Aussi les appelle-t-on : turbo-alternateurs.

b) *Rotors à pôles saillants*

Ils sont formés de pôles comportant chacun son propre enroulement, ces rotors étant assez semblables aux inducteurs des machines à courant continu avec, toutefois, la différence qu'ils sont mobiles (fig. II.1 *b*).

Les machines à pôles saillants sont à entrefer variable; elles comportent habituellement un grand nombre de pôles car, en raison de la forme des bobines inductrices, elles ne peuvent pas atteindre des vitesses aussi élevées que les turbo-alternateurs. On les utilise habituellement comme alternateurs dans les centrales hydrauliques.

II.2 Analyse du fonctionnement

a) Dans une machine synchrone, à la différence d'une machine asynchrone, le champ magnétique principal, celui du rotor, est créé par un

courant continu indépendant; ainsi le flux du rotor et, par suite, la f.é.m. du stator sont-ils réglables.

Si la machine n'est pas saturée, le flux utile par pôle, c'est-à-dire le flux maximal à travers chacune des spires de l'induit, est proportionnel au courant continu J d'excitation; dans le cas contraire, il s'exprime par l'intermédiaire de la courbe d'aimantation ou de la caractéristique à vide : $E = f(J)$.

Le moteur synchrone n'ayant qu'une seule vitesse de fonctionnement, on le couple au réseau en l'entraînant à la vitesse de synchronisme ($N_s = f/p$) par un moteur auxiliaire, puis en alimentant le stator après s'être assuré, avec des lampes de couplage, que les pôles du rotor sont en face des pôles fictifs de noms contraires du stator (fig. II.2*a*). Dans ces conditions, le moteur tournant à vide, les actions entre pôles sont radiales et le courant absorbé au réseau est très faible. En revanche, si l'on exerce un couple sur l'arbre, le rotor tendant à ralentir, les pôles réels du rotor vont se décaler en arrière par rapport aux pôles fictifs du stator et il en résultera des efforts tangentiels entre pôles, efforts qui correspondront au couple utile appliqué sur l'arbre. Si θ représente l'angle entre le champ résultant dans l'entrefer et le champ du rotor, il résulte que la f.é.m. induite en charge par phase du stator, sera en avance de l'angle électrique $\theta_e = p\theta$ sur la f.é.m. à vide.

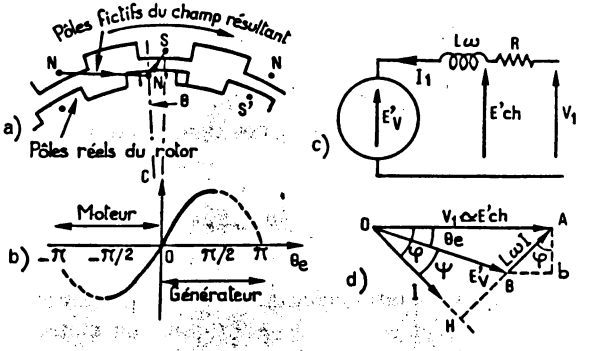


Fig. II.2

b) Le circuit équivalent d'une machine à pôles saillants est compliqué, car l'entrefer n'étant pas constant, la réactance synchrone n'a pas la même valeur aux différents points de l'entrefer; aussi, pour une étude simplifiée, allons-nous considérer le cas d'une machine à pôles lisses. Dans ce cas, la réactance synchrone cyclique $X = L\omega$ est constante si la machine n'est pas saturée (fig. II.2*c*). La f.c.é.m. à vide est proportionnelle au courant d'excitation ($E'v = \lambda J$) si la machine n'est pas saturée tandis que la f.c.é.m. en

charge s'exprime par la même relation que pour les machines asynchrones à savoir :

$$E'_{ch} = 4{,}44 f n_1 \Phi_M \qquad \text{avec :} \qquad n_1 = K_1 N_1/2$$

n_1 est le nombre effectif de spires par phase.

Dans la pratique, on peut négliger la résistance d'une phase du stator par rapport à sa réactance, ce qui donne :

$$V_1 \simeq E'_{ch} = 4{,}44 f n_1 \Phi_M.$$

On en déduit le diagramme vectoriel par phase en prenant comme origine la tension V_1 (fig. II.2 *d*). On retrouve sur ce diagramme le décalage électrique $\theta_e = p\theta$ entre les pôles fictifs du champ résultant et les pôles réels du champ inducteur.

c) Si on néglige les pertes Joule dans le stator, la puissance électromagnétique transformée par le moteur est égale à la puissance électrique absorbée au réseau, d'où :

$$P_e = 3 V_1 I \cos \varphi = C\omega/p.$$

Or, d'après le diagramme, on a :

$$OH = E'_v \cos \Psi = V_1 \cos \varphi$$

d'où :

$$C = \frac{3p}{\omega} V_1 I \cos \varphi = \frac{3p}{\omega} E'_v I \cos \Psi.$$

On peut exprimer le couple en fonction du décalage θ des pôles, on a :

$$Ab = L\omega I \cos \varphi = E'_v \sin \theta_e$$

d'où :

$$C = \frac{3p}{\omega} \frac{V_1 E'_v \sin \theta_e}{L\omega}.$$

On constate qu'à excitation constante, E'_v est constant ; ainsi le couple est-il maximal lorsque l'angle θ_e vaut $-90°$ pour un moteur (fig. II.2 *b*). Si le couple résistant dépasse cette valeur maximale, le moteur décroche et s'arrête.

CHAPITRE III

GÉNÉRALITÉS SUR LES CONVERTISSEURS STATIQUES

Avant d'aborder les principaux types de convertisseurs, il est sans doute utile de revoir les problèmes de commutation que posent les semiconducteurs de puissance, ainsi que les principes de base de ces convertisseurs.

Rappelons tout d'abord que l'on désigne par commutation le transfert du courant de la charge d'un bras du montage à un autre. Au cours d'une commutation, il y a en général amorçage d'un semiconducteur et désamorçage de celui qui était conducteur. Les problèmes de commutation sont différents selon qu'il s'agit de sources d'alimentation alternatives ou continues.

III.1 Commutation des thyristors sur une source de tension alternative

L'amorçage du thyristor est commandé, son désamorçage est naturel ou forcé. Il est naturel en conduction discontinue, c'est-à-dire si le courant dans l'utilisation s'annule à un moment quelconque de la période par l'effet de la loi du circuit de la charge, dans ce cas, il n'y a pas commutation. Il est forcé en conduction continue et est provoqué par l'amorçage d'un autre thyristor, ce qui revient à faire un court-circuit entre deux phases de l'alimentation, limité par les inductances de ligne.

Les convertisseurs alimentés par une source alternative sont dits à commutation naturelle, celle-ci étant effectuée par la différence des tensions de phase.

Prenons, pour faire l'étude de la commutation, le cas du pont de Graëtz triphasé à thyristors (fig. III-1 *a*). La source d'alimentation n'a pas une

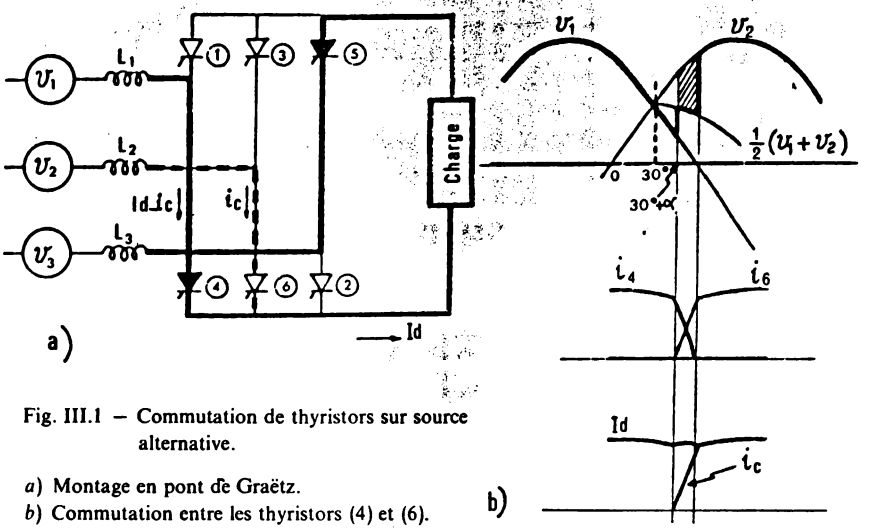


Fig. III.1 – Commutation de thyristors sur source alternative.

a) Montage en pont de Graëtz.
b) Commutation entre les thyristors (4) et (6).

puissance de court-circuit infinie, elle est caractérisée par une réactance à laquelle s'ajoutent d'autres réactances (transformateur, ligne, montage). L'ensemble de ces réactances est représenté par l'inductance L. Lors de la commutation du courant du thyristor (4) vers le thyristor (6), on peut écrire :

$$v_1 - L\frac{d(I_d - i_c)}{dt} + L\frac{di_c}{dt} - v_2 = 0$$

et si $I_d = \text{Cte}$

$$v_1 - v_2 = -\hat{U}\sin\omega t = -2L\frac{di_c}{dt}$$

$\hat{U}$ est la *tension-crête* d'où, avec $i_c = 0$, pour $t = 0$

$$i_c = \frac{U}{2L\omega}(1 - \cos\omega t) = \frac{\hat{U}}{2X_c}(1 - \cos\omega t) \qquad (X_c = L\omega).$$

Nota: Nous supposons $u \leqslant \frac{2\pi}{6}$.

Courant dans le thyristor (4):

$$I_d - i_c = I_d - \frac{\hat{U}}{2X_c}(1 - \cos\omega t) \geqslant 0.$$

La durée de la commutation est représentée par l'angle $u, u/\omega = t_2 - t_1$.

$$1 - \cos u = \frac{2X_c I_d}{\hat{U}}$$

i_c est le courant de court-circuit entre les phases 1 et 2. Il est limité physiquement à I_d.

Pendant la commutation, la tension du pôle (+) par rapport à $v = 0$ est $\frac{v_1 + v_2}{2}$, au lieu de v_2 (cas simplifié); on perd donc $v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{v_2 - v_1}{2}$ de t_1 à t_2, et cela m fois par période (6 dans le cas du pont de Graëtz triphasé):

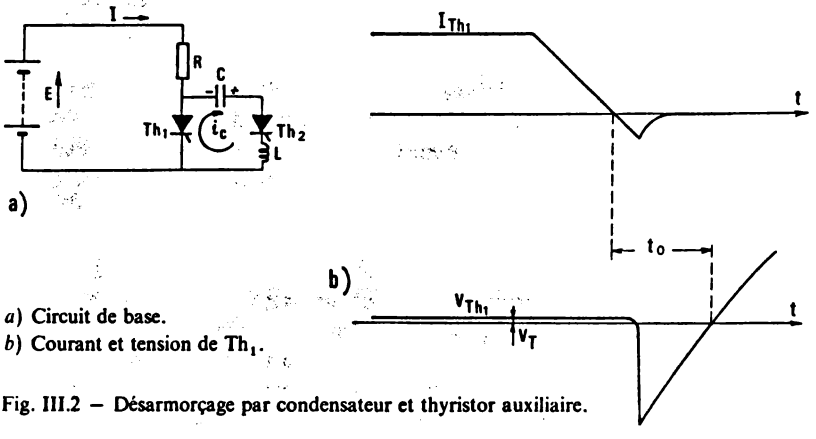
$$6 \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{v_1 - v_2}{2} \right) dt = 6 \int_0^{I_d} L_d i_c = -6LI_d \quad \text{en} \quad \frac{2\pi}{\omega} \text{ secondes,}$$

soit, en valeur moyenne:

$$-\frac{3}{\pi} L\omega I_d = -\frac{3}{\pi} X_c I_d.$$

III.2 Commutation des thyristors sur une source de tension continue

La plupart des systèmes source-charge n'ont pas la faculté de désamorcer eux-mêmes le ou les thyristors qu'ils alimentent. Il faut faire appel à des circuits auxiliaires de commutation qui assurent à l'instant voulu l'inversion de la tension anode-cathode du thyristor conducteur afin d'annuler le courant et d'assurer son désamorçage.



a) Circuit de base.
b) Courant et tension de Th_1.

Fig. III.2 – Désarmorçage par condensateur et thyristor auxiliaire.

(*) Voir *Commande électronique des moteurs à courant continu* chapitre IV.3.5.

La méthode la plus courante consiste à utiliser un condensateur et un thyristor auxiliaire, par exemple comme à la figure III.2 dont nous allons voir le fonctionnement de manière simplifiée. Supposons le thyristor principal Th_1 conducteur et le condensateur C chargé comme indiqué sur la figure, à un instant déterminé le thyristor auxiliaire Th_2 est amorcé, le courant de Th_1 décroît avec une pente déterminée par l'inductance L et le condensateur C. Pendant la recombinaison de la jonction d'anode, le courant s'inverse par l'effet de persistance des porteurs. Le temps correspondant est appelé temps de recouvrement inverse (t_{ri}). La source charge maintenant le condensateur, sa tension remonte suivant une loi imposée par le circuit LC. On sait qu'au bout d'un temps t_{rg}, le recouvrement de la gâchette sera effectif. La somme de ces deux temps donne le temps de désamorçage t_q, temps au bout duquel le thyristor peut de nouveau bloquer une tension positive avec un dv/dt donné.

Le circuit de désamorçage est dimensionné de telle sorte que la tension demeure négative un temps $t_0 > t_q$ et que son dv/dt de réapplication en positif soit inférieur à celui spécifié pour la mesure de t_q. Bien entendu le dimensionnement du condensateur tiendra compte du courant maximal à couper, définissant ainsi le pouvoir de commutation du circuit. Toujours en simplifiant, le dimensionnement du condensateur sera :

$$C \geqslant \frac{t_0 \cdot I_{max}}{E_{min}}.$$

Pour désamorcer un thyristor, il est donc nécessaire d'annuler le courant et d'appliquer une tension inverse pendant un temps supérieur ou égal à t_q. Deux techniques sont utilisées dans les convertisseurs à commutation forcée (hacheurs ou onduleurs): la commutation « dure » ou la commutation « douce ».

— *Commutation dure.* La figure III.3 illustre le principe de base. En pratique, on pourra observer des variantes, en particulier le montage dit sans thyristors auxiliaires décrit au chapitre suivant. Le thyristor principal Th_1 conduit le courant I_0 dans une charge inductive. La capacité C est initialement chargée avec les polarités indiquées sur la figure. Pour désamorcer le thyristor principal Th_1, le thyristor Th_2 est amorcé au temps t_1. Le thyristor Th_3 écoule l'excédent d'énergie avec une certaine constante de temps. Il devrait être amorcé un court instant après Th_2, mais supposons, pour simplifier, qu'il le soit en même temps. A l'instant t_1, la charge de C est donc appliquée en inverse aux bornes de Th_1; quasi instantanément, le courant I_0 est transféré dans C. En même temps un courant i_3 s'établit de C à L à travers Th_3. La charge de C décroît et sa tension tend vers zéro de t_1 à t_2, Th_1 est polarisé en inverse et recouvre ses propriétés de blocage. Les courants I_0 et i_3 continuent à traverser C qui se charge

maintenant en inverse. Le temps $t_0 = t_2 - t_1$ est défini par la fréquence propre du circuit oscillant formé par L et C, il devra toujours être supérieur au t_q du thyristor principal Th_1. Au temps t_3, on admet ici que le courant I_0 est transféré dans un autre bras du montage, le premier bras devenant inopérant jusqu'à la prochaine période. Entre temps, la charge de la capacité devra être inversée, conformément aux polarités indiquées sur la figure. Ceci pourra être fait par un circuit d'inversion comme indiqué en pointillé sur le schéma. Le thyristor Th'_1 devra être amorcé avant Th_1 ou au plus tard en même temps.

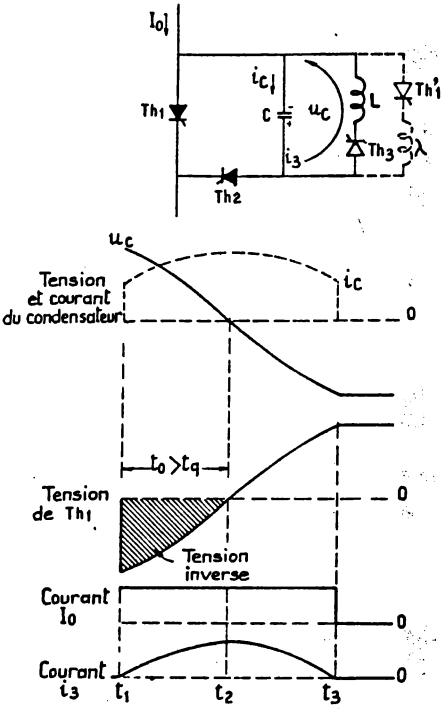


Fig. III.3 – Principe de la commutation dure.

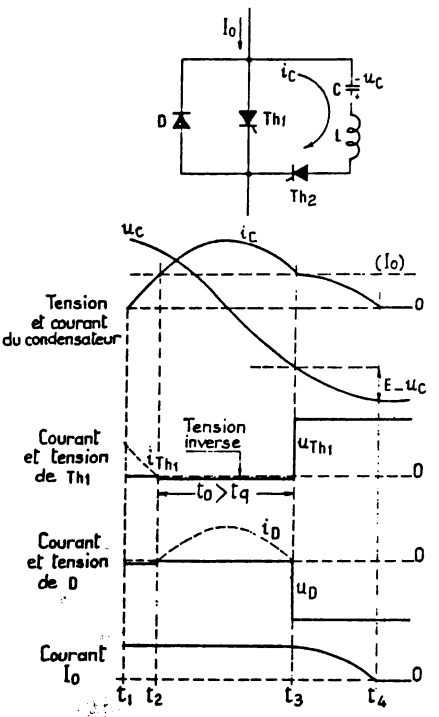


Fig. III.4 – Principe de la commutation douce.

– *Commutation douce.* La figure III.4 montre un schéma classique. Initialement le thyristor principal Th_1 conduit le courant I_0. Le condensateur C est chargé avec les polarités indiquées sur la figure. Pour interrompre la conduction de Th_1, le thyristor auxiliaire Th_2 est amorcé au temps t_1, le condensateur se décharge à travers l'inductance L. Le courant de Th_1 décroît de telle sorte que $i_c + i_{Th_1} = I_0$. A l'instant t_2, i_c devient supérieur à I_0, le supplément se déverse dans D. Le courant s'est annulé dans Th_1 et

celui-ci est polarisé en inverse par la chute de tension directe de D jusqu'au temps t_3. Cette faible tension inverse (commutation douce) permet à Th_1 de recouvrer ses facultés de blocage. Au temps t_3, le courant s'annule dans la diode puisque à cet instant i_c est redevenu égal à I_0. La tension maintenant inverse du condensateur se trouve brutalement appliquée en direct aux bornes de Th_1, le dv/dt devra être limité, par un réseau amortisseur (résistance capacité) non représenté ici, à une valeur admissible par le thyristor. A partir de t_3, le courant I_0 va décroître suivant la différence des tensions de la source et du condensateur, à moins qu'il ne soit transféré dans un autre bras du convertisseur. Là encore la tension du condensateur devra être inversée pour reprendre les polarités indiquées sur la figure, avant que Th_1 ne soit à nouveau commandé.

Nota. Certains types de thyristors sont conçus spécialement pour ce mode de commutation. C'est le cas des thyristors asymétriques qui permettent d'augmenter la tension directe au détriment de la tension inverse, c'est le cas aussi des dispositifs qui intègrent dans un même boîtier le thyristor et la diode inverse.

Le lecteur peut ici se poser la question du mérite respectif des deux modes de commutation décrits.

– En théorie, pour un temps de désamorçage t_q donné, les composants passifs du circuit de commutation (L et C) sont plus petits pour la commutation douce que pour la commutation dure : environ dans un rapport de un à deux. En réalité, avec les caractéristiques actuelles des thyristors rapides, cet avantage est très réduit par le fait que la faible polarisation inverse, dans le cas de la commutation douce, augmente le t_q presque dans le même rapport. A noter que le dv/dt de la tension réappliquée est plus élevé dans le cas de la commutation douce, ce qui nécessite des réseaux amortisseurs plus importants.

– En pratique, le choix dépend essentiellement du type de convertisseur, comme nous le verrons plus loin.

Dimensionnement des éléments du circuit de commutation

Nous devons déterminer les éléments du circuit qui permettront la commutation d'un courant I_0 donné dans les meilleures conditions. Comme nous l'avons dit précédemment, il est nécessaire que le temps $t_0 = t_3 - t_2$, pendant lequel la diode de retour conduit l'excédent du courant de commutation, soit supérieur au temps de désamorçage t_q du thyristor principal à bloquer. Plusieurs cas de figure sont à considérer selon la valeur du rapport $A = \frac{I}{I_0}$ (fig. III.5).

Le meilleur choix est celui qui correspond à un minimum d'énergie emmagasinée dans les éléments. En négligeant les pertes du circuit de

commutation, les courbes représentées (fig. III.5) sont assimilables à des arches de sinusoïde d'équation :

$$i = \frac{E}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t$$

La source de tension continue d'alimentation E est considérée comme ayant un point milieu, réel ou fictif, à $\frac{E}{2}$, d'où :

$$\hat{\imath} = \frac{E}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}.$$

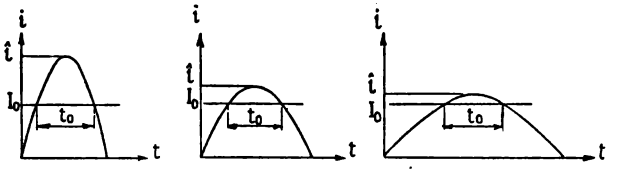


Fig. III.5 – Différents cas de dimensionnement du circuit de commutation.

Nous pouvons alors écrire :

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega t_0}{2}\right) = \cos\frac{\omega t_0}{2} = \frac{I_0}{\hat{\imath}} = \frac{1}{A} \quad \text{avec} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Il vient : $\dfrac{t_0}{\sqrt{LC}} = 2 \text{ Arc cos } \dfrac{1}{A} = g(A).$

L'énergie échangée dans le circuit de commutation entre le condensateur et l'inductance vaut :

$$W = \frac{1}{2} C\left(\frac{E}{2}\right)^2 = \frac{1}{8} CE^2 = \frac{1}{2} Li^2$$

$$W = \frac{1}{4}\sqrt{LC}\,.E\,.i$$

$$W = \frac{1}{4}.\frac{t_0}{2 \text{ Arc cos } \dfrac{1}{A}} E\,.I_0\,.A.$$

Expression que l'on peut mettre sous la forme d'une fonction du paramètre A :

$$\frac{W}{EI_0t_0} = \frac{A}{8 \text{ Arc cos } \dfrac{1}{A}} = h(A).$$

La représentation graphique (fig. III.6) des fonctions $g(A)$ et $h(A)$ montre que l'énergie relative mise en jeu passe par un minimum qui vaut 0,223 lorsque $A = A_0 = 1{,}55$; $g(A)$ vaut alors $g(A_0) = 1{,}739$.

Les valeurs de C et L sont obtenues par combinaison des relations précédentes, soit :

$$C = 2 . \frac{I_0 t_0}{E} . \frac{A}{g(A)}$$

$$L = \frac{1}{2} . \frac{E t_0}{I_0} . \frac{1}{A g(A)} .$$

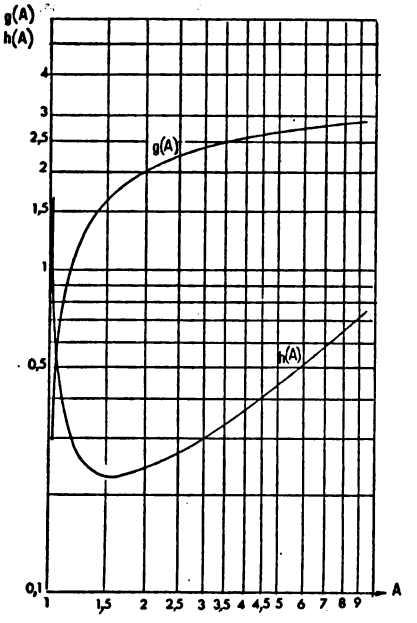


Fig. III.6 – Paramètres de dimensionnement du circuit de commutation.

Dans le cas où l'on cherche à minimiser l'énergie relative mise en jeu :

$$C = 1{,}786 \frac{I_0 t_0}{E}$$

$$L = 0{,}185 \frac{E t_0}{I_0}$$

La fréquence propre du circuit de commutation vaut :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{g(A_0)}{2\pi t_0} = \frac{0{,}277}{t_0}$$

d'où la durée totale minimale d'un demi-cycle de commutation (celle de deux arches successives de courant) :

$$t_{c\,\min} = \frac{1}{f_0} = 3{,}6 t_0 .$$

Dans la pratique, on prend la valeur maximale du I_0 à commuter dans les conditions les plus défavorables (E minimale, t_q maximal, t °C maximale...) et on applique un coefficient de sécurité de l'ordre de 1,2.

III.3 Commutation des transistors sur une source de tension continue

Les transistors de puissance sont caractérisés notamment par leur « aire de sécurité » dont les frontières sont : le courant collecteur maximal I_{CM}, la tension collecteur-émetteur maximale V_{CE_0}, la puissance maximale dissipée et le phénomène de second claquage qui se produit lorsque le transistor est simultanément traversé par un courant et soumis à une tension.

Un réseau de protection bien calculé permet de ne pas sortir de l'aire de sécurité et, en particulier, d'avoir un courant nul dans le transistor lorsque sa tension dépasse V_{CE_0}. D'une façon générale, il est recommandé de fonctionner dans la zone à faibles pertes (fig. III.7).

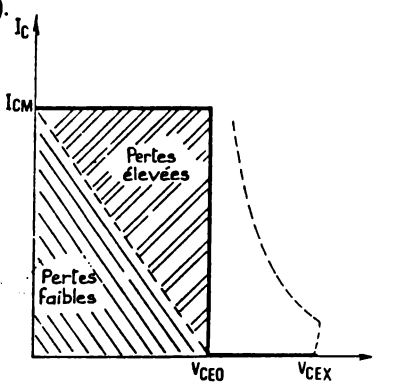


Fig. III.7 – Aire de sécurité d'un transistor en régime de commutation.

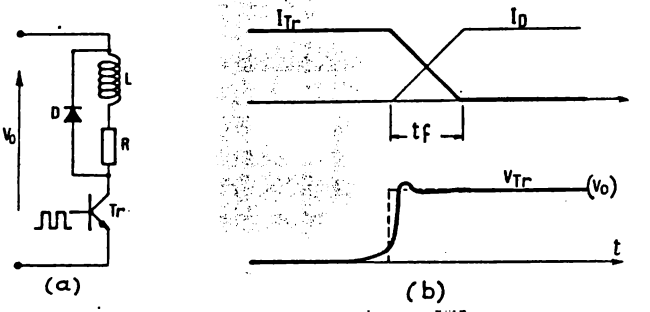


Fig. III.8 – Commutation au blocage du transistor sur charge inductive.

a) Schéma. *b*) Tension et courants au moment de la commutation.

Dans le schéma simple de la figure III.8, le courant est transféré du transistor dans la diode suivant le diagramme de la même figure. On constate en pratique que la tension aux bornes du transistor commence déjà à croître légèrement pendant le temps de stockage et s'établit rapidement avant que le courant n'ait sensiblement décru. L'énergie dissipée à chaque commutation est voisine de $V_M . I_{CM} . t_f$, c'est-à-dire environ le double de ce que donne la formule théorique :

$$W_{I_0} = \int_0^{t_f} vi \, dt = \frac{V_M I_{CM} t_f}{2}.$$

Voyons maintenant, en nous aidant de la figure III.9, l'effet d'un circuit de protection. Le condensateur C est l'élément de base de ce circuit d'aide à la commutation. Une diode et une résistance évitent de décharger brutalement

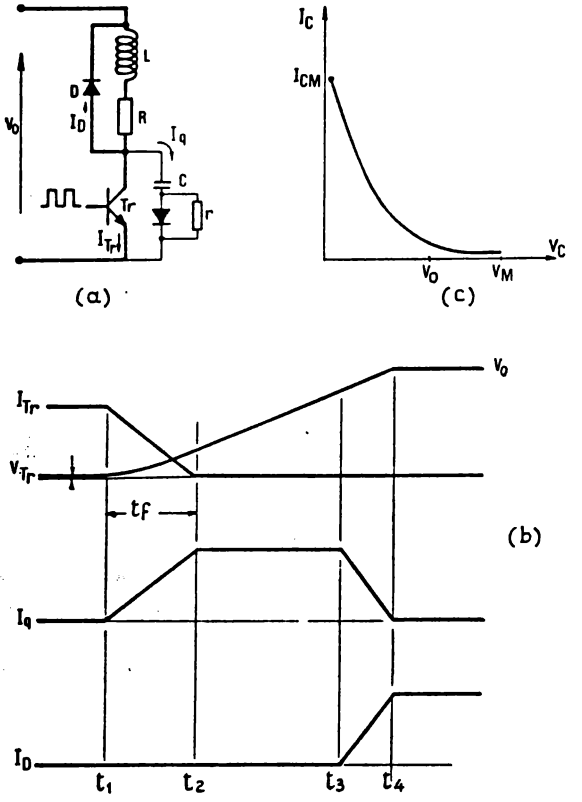


Fig. III.9 – Commutation au blocage avec un réseau d'aide à la commutation.
a) Schéma. *b*) Courants et tension au moment de la commutation.

dans le transistor toute l'énergie contenue dans le condensateur au moment de la mise en conduction. Comme précédemment le courant reste constant dans la charge durant toute la commutation. Dans une première phase $(t_1 - t_2)$ (fig. III.9 *b*) le courant décroît dans le transistor pour croître corrélativement dans le condensateur. La tension aux bornes du condensateur atteint en fin de charge une valeur V_0 telle que :

$$CV_0 = \int_0^{t_f} i \, dt$$

$$V_0 = \frac{I_{CM} t_f}{2C}.$$

Nota. Pour un même courant à commuter, le dimensionnement de C est ici beaucoup plus faible que dans le cas des thyristors.

Dans l'intervalle $(t_2 - t_3)$, le condensateur se charge jusqu'à la tension V_M. C'est pendant la troisième phase $(t_3 - t_4)$ que se produit la commutation entre le condensateur et la diode de roue libre D. Il est évident, en regardant le diagramme, que le condensateur a permis de réduire très nettement l'énergie dissipée dans le transistor en lui extrayant très rapidement son courant, avant même que la tension à ses bornes ne devienne élevée. Le cyclogramme de la figure III.9 *c* montre que l'on se situe bien dans la zone à faibles pertes précédemment indiquée.

III.4 Les redresseurs

III.4.1. Alimentation monophasée avec transformateur à point milieu

a) En alternatif l'alimentation la plus simple pour obtenir un fonctionnement continu consiste à utiliser un transformateur à point milieu. Dans ces conditions, on dispose de deux tensions v_1 et v_2 en opposition de phases, ce qui correspond à une alimentation biphasée (déphasage $2\pi/q = \pi$, avec $q = 2$). Lorsque l'anode A_1 est positive, l'anode A_2 est négative, la première diode conduit tandis que la deuxième est bloquée. A l'alternance suivante les rôles sont inversés. La tension u_d aux bornes de la charge est représentée par les alternances positives (en traits gras sur la figure III.10 *b*).

b) Si la charge est une résistance pure R, le courant qui la traverse est représenté par la même courbe que la tension car on a en valeurs instantanées : $i_d = u_d/R$. On peut alors décomposer ce courant en série de Fourier ce qui conduit à un terme constant et à des harmoniques. Dans la pratique on s'efforce d'éliminer les harmoniques, c'est pourquoi on insère en série avec la charge une inductance de valeur élevée que l'on suppose de

valeur infinie. Le courant est constant ($I_c = U_d/R$) si U_d désigne la valeur moyenne de la tension u_d, soit :

$$U_d = \frac{1}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} V_M \sin\theta \, d\theta = -\frac{2}{\pi} V_M [\cos\theta]_0^{\pi/2}$$

$$U_d = 2V_M/\pi.$$

c) Il est intéressant de représenter la tension aux bornes de l'une des deux diodes. La tension v_D est nulle aux bornes de D_1 quand cette diode conduit, car elle est supposée parfaite tandis qu'elle a pour valeur $v_D = v_1 - v_2$ quand elle est bloquée, car D_2 qui conduit se comporte comme un court-circuit. Le graphe de cette tension est représenté en pointillé gras (fig. 1 *b*). On constate que chacune des diodes doit pouvoir supporter une tension égale au double de la tension maximale V_M.

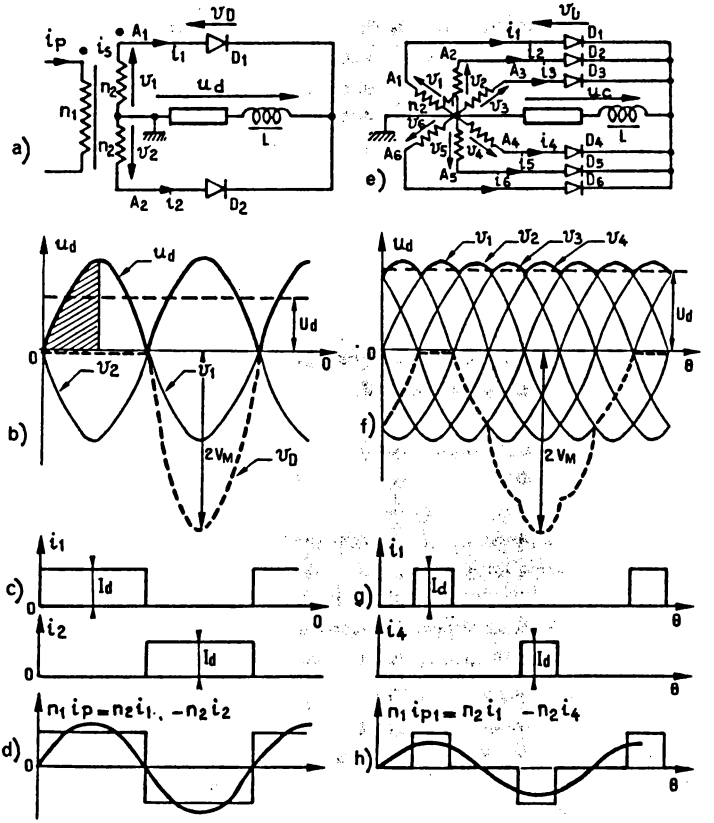


Fig. III.10 — Redresseurs à diodes.

d) Si on néglige le courant magnétisant du transformateur, on peut écrire la relation entre les ampères-tours au primaire et au secondaire sous la forme simplifiée suivante :

$$n_1 i_p - n_2 i_s = n_1 i_0 \neq 0.$$

D'après les conventions habituelles (fig. III.10*a*), les gros points indiquent les sens respectifs des deux enroulements. Comme le courant entre par le gros point au primaire alors qu'il sort par le gros point au secondaire, on doit affecter les ampères-tours secondaires du signe moins.

Comme pour la première alternance $i_s = i_1 = I_d$, tandis que pour la deuxième alternance $i_s = -i_2 = -I_d$, on en déduit le graphe du courant primaire (fig. III.10*d*).

III.4.2. Alimentation triphasée à diodes avec transformateur

a) On sait que la qualité d'un courant redressé est d'autant meilleure qu'il y a plus de phases, ainsi avec une alimentation triphasée peut-on disposer d'un système hexaphasé ($q = 6$) qui est préférable à un système triphasé simple ($q = 3$).

b) La tension u_d aux bornes de la charge est alors assimilable à $q = 6$ calottes de sinusoïdes par période.

On peut, comme pour l'alimentation monophasée, calculer la valeur moyenne U_d de cette tension; soit :

$$U_d = \frac{1}{\pi/q} \int_0^{\pi/q} V_M \cos\theta \, d\theta = \frac{q}{\pi} V_M [\sin\theta]_0^{\pi/q}$$

$$U_d = \frac{q}{\pi} V_M \sin\frac{\pi}{q}.$$

Pour $q = 2$, on retrouve la formule précédente ce qui est normal car il s'agissait d'une alimentation biphasée.

c) Comme pour le montage précédent, on a représenté en pointillé le graphe de la tension v_D aux bornes de la diode D_1. Cette tension est nulle quand la diode D_1 conduit puis elle a pour valeur $v_1 - v_2, v_1 - v_3 \ldots$ quand les diodes D_2, D_3 conduisent. On constate que chacune des diodes doit pouvoir supporter une tension inverse égale au double de la tension maximale V_m.

d) Étant donné l'inductance de lissage, chaque phase débite une intensité en forme de créneau de valeur $I_d = U_d/R$.

Si on néglige le courant magnétisant, on détermine le courant i_{p_1} dans la première phase du primaire en tenant compte de l'opposition entre les ampères-tours dans les phases 1 et 4. On a :

$$n_1 i_{p_1} = n_2 i_1 - n_2 i_4.$$

III.4.3. Alimentation monophasée à diodes avec pont de Graëtz

a) Cette alimentation à pont qui utilise quatre diodes au lieu de deux a l'avantage de ne pas nécessiter de transformateur à point milieu. Bien que ce pont puisse être utilisé sur un réseau alternatif sans transformateur, il est pratique pour son étude théorique de représenter un transformateur avec secondaire à point milieu afin de faire apparaître les deux tensions v_1 et v_2 qui sont en opposition de phases (fig. III.11 *b*).

Lorsque le récepteur est traversé par un courant continu I_d, le potentiel en *A* est le même que celui de la phase qui débite, il est donc égal à la tension la plus élevée à l'instant *t* considéré. De même le potentiel en *B* est identique à celui de la phase qui assure le retour du courant, il est donc égal à la tension la plus négative à l'instant considéré. En conséquence la tension redressée u_d est à tout instant la différence entre l'enveloppe supérieure et l'enveloppe inférieure des deux tensions v_1 et v_2. En conséquence, on a en valeur moyenne redressée :

$$U_d = 2V_M/\pi.$$

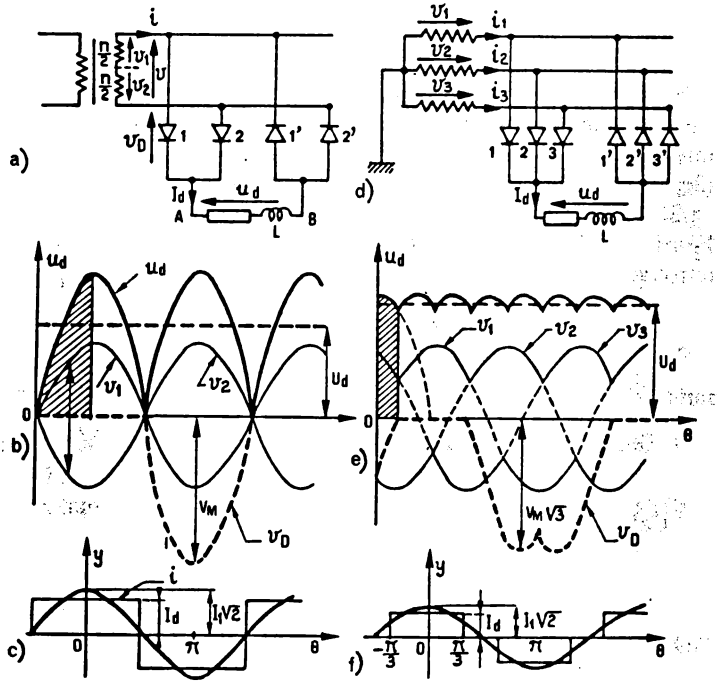


Fig. III.11 – Redresseurs à diodes montages en pont de Graëtz.

b) Comme l'inductance de lissage est supposée infinie, le courant dans la charge a une valeur constante ($I_d = U_d/R$) tandis que le courant i par fil de ligne est représenté par deux créneaux alternativement positifs et négatifs (fig. III.11 *c*). On peut décomposer en série de Fourier ce signal en prenant comme axe de référence l'axe OY de la phase 1. On a :

$$i = A_0 + A_1 \sin \theta + ... + A_n \sin n\theta + ...$$
$$+ B_1 \cos \theta + ... + B_n \cos n\theta + ...$$

La valeur moyenne de i étant nulle, on a : $A_0 = 0$. A l'intérieur du domaine $-\pi$ à π si l'on change θ en $-\theta$, i demeure inchangé, donc on n'a pas de termes en sinus. Par ailleurs cette symétrie restreint le domaine entre 0 et π. A l'intérieur de ce nouveau domaine, si l'on change θ en $\pi - \theta$, l'intensité change de signe. En conséquence, il n'y a pas de terme pair et le domaine d'intégration est ramené entre 0 et $\pi/2$. On a :

$$i = B_1 \cos \theta + ... + B_n \cos n\theta + ... \quad \text{(avec } n \text{ impair)}$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T i \cos n \frac{2\pi}{T} t \, dt = \frac{2}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} I_d \cos n\theta \, d\theta$$

$$= \frac{4}{\pi} I_d \frac{\sin (n\pi/2)}{n} \quad \text{(avec } n \text{ impair).}$$

soit :

$$i = \frac{4I_d}{\pi} \left(\cos \theta - \frac{1}{3} \cos 3\theta + ... \right)$$

Si le *coefficient de distorsion* μ désigne le rapport entre la valeur efficace de l'onde fondamentale et la valeur efficace du signal global, on a

$$\mu = I_1/I.$$

Comme le signal global a une valeur constante ($i = \pm I_d$) à chaque alternance, il a pour valeur efficace $I = I_d$, d'où :

$$\mu = \frac{4I_d}{\pi\sqrt{2} \times I_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0{,}90.$$

c) La puissance active absorbée au réseau étant intégralement transformée en puissance continue, elle a pour expression :

$$P = U_d I_d.$$

La puissance apparente absorbée au réseau est égale au produit de la tension efficace et de l'intensité efficace, soit :

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} V_M . I = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} \times I_d.$$

Le facteur de puissance est par définition le rapport entre les puissances apparente et active, soit :

$$k = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0{,}90.$$

Il est intéressant de noter que la puissance moyenne (ou active) étant par définition la valeur moyenne du produit $p = vi$ (avec $v = V_m \cos \theta$), les produits $\cos \theta \times \cos 3\theta$, $\cos \theta \times \cos 5\theta$..., ont des valeurs moyennes nulles, tandis que la valeur moyenne de $\cos^2 \theta$, est 0,5. Dans ces conditions, seule l'onde fondamentale comporte de la puissance active, les autres termes n'apportant que de la puissance dite « déformante », puissance qui est échangée entre le récepteur et le réseau-puissance que l'on exprime en VAR comme la puissance réactive. Ainsi dispose-t-on d'une deuxième méthode pour calculer la puissance active, soit :

$$P = \frac{V_M}{\sqrt{2}} . I_1 = \frac{V_M}{\sqrt{2}} . \frac{4}{\pi} . \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}} . \frac{4}{\pi\sqrt{2}} . I_d = U_d I_d$$

d'où :

$$k = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} = \mu = 0{,}90.$$

III.4.4. Alimentation triphasée à diodes avec pont de Graëtz

a) Comme pour l'alimentation monophasée à pont, ce montage qui utilise six diodes n'a pas besoin de transformateur. Toutefois, pour expliquer plus clairement son fonctionnement, il est pratique de faire intervenir un transformateur avec neutre à la masse (fig. III.11 *d*) et de représenter en premier lieu les tensions simples v_1, v_2, v_3 (fig. III.11 *e*).

Comme pour le montage monophasé, la tension simple u_d est égale à tout instant à la différence entre l'enveloppe supérieure et l'enveloppe inférieure des trois tensions appliquées.

Si l'on considère en premier lieu l'intervalle $-\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{6}$, on constate que le courant entre par la phase 3, tandis qu'il sort par la phase 2. On a :

$$u_d = V_M\left[\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] = V_M\sqrt{3}\cos\theta.$$

La courbe de u_d présente beaucoup d'analogies avec celle du redresseur hexaphasé (fig. III.10 *f*). En effet, elle est formée de six sommets par période, ces sommets oscillant entre les valeurs $\frac{3}{2}V_M$ et $V_M\sqrt{3}$. On a :

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6}\int_{-\pi/6}^{\pi/6} V_M\sqrt{3}\cos\theta\,d\theta = \frac{3V_M\sqrt{3}}{\pi}.$$

Si l'on désigne par U_L la valeur efficace de la tension entre deux fils de ligne, on a :

$$U_L = \sqrt{3}V = \sqrt{3}V_M/\sqrt{2}$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}U_L$$

$$\boxed{U_d = 1{,}35U_L.}$$

b) Comme pour l'alimentation monophasée, chaque phase débite une intensité en forme de créneaux alternativement positifs et négatifs (fig. III.11 *f*). Chacun de ces créneaux a une hauteur $I_d = U_d/R$ et une largeur $2\pi/3$. Il est alors possible de décomposer ce signal périodique en série de Fourier. Si l'on adopte comme axe de référence l'axe OY de la phase 1, on retrouve les mêmes symétries que pour l'alimentation monophasée. On a :

$$B_n = \frac{2}{\pi/2}\int_0^{\pi/3} I_d\cos n\theta\,d\theta = \frac{4}{\pi}I_d\frac{\sin(n\pi/3)}{n}$$

soit :

$$i_1 = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi}\left(\cos\theta - \frac{\cos 5\theta}{5} + \ldots\right).$$

Calculons la valeur efficace du courant i_1. On a :

$$I^2 \times \frac{\pi}{2} = \int_0^{\pi/3} I_d^2\,d\theta = I_d^2 \times \frac{\pi}{3}$$

d'où :

$$I = I_d\sqrt{2/3}.$$

Si J_1 représente la valeur efficace du terme fondamental du courant périodique i_1, le coefficient de distorsion est :

$$\mu = \frac{J_1}{I_1} = \frac{2\sqrt{3}I_d \times \sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi \times I_d\sqrt{2}} = \frac{3}{\pi} \simeq 0{,}955.$$

c) Comme pour l'alimentation monophasée, on a :

$$P = U_d I_d = 3\frac{V_M}{\sqrt{2}} J_1$$

$$S = 3\frac{V_m}{\sqrt{2}} \times I = \frac{3V_M I_d}{\sqrt{3}}$$

$$k = \frac{P}{S} = \frac{J_1}{I} = \mu = 0{,}955.$$

III.4.5. Alimentation à thyristors

a) Dans les différentes alimentations à diodes que l'on vient d'étudier, il est possible de remplacer les diodes par des thyristors, le montage le plus utilisé étant le pont de Graëtz alimenté en triphasé (fig. III.12*a*). Avec les diodes, nous avons vu que pour $\theta = \pi/6$, la phase 1 prenait automatiquement la charge à la phase 3, c'était une *commutation naturelle*. Si les redresseurs sont des thyristors, la phase 1 ne prend pas nécessairement la charge lorsque $\theta = \pi/6$. Cependant, pour $\theta = \pi/6$, la tension aux bornes de th_1, $v_{D1} = v_1 - v_3$ est positive : ainsi, ce thyristor est-il susceptible d'être amorcé. Si la commande de conduction se fait pour $\theta = \frac{\pi}{6} + \alpha$, on dit que l'on a réalisé un retard à la conduction de α, la conduction est alors dite de *type retardé*.

On s'arrange habituellement pour que le retard à la conduction soit le même pour tous les thyristors. Ainsi avec $\alpha = \pi/6$, est-on conduit au graphe (fig. III.12*b*). Pour $-\frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{6} + \alpha$, on a :

$$U_c = v_3 - v_2 = V_M\sqrt{3}\cos\theta.$$

La valeur moyenne de u_d représente la tension continue U_c aux bornes du réseau continu, soit :

$$U_d = \frac{1}{2\pi/6}\int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} V_M\sqrt{3}\cos\theta\,d\theta = \frac{3V_M\sqrt{3}}{\pi}\cos\alpha.$$

Si l'on désigne respectivement par U_{d_0} la valeur moyenne de la tension redressée théorique à vide et sans retard à la commutation et par U_L la valeur

efficace de la tension entre deux fils de ligne, on a :

$$U_d = U_{d_0} \cos \alpha, \quad \text{avec : } U_{d_0} = 1{,}35 U_L.$$

b) Représentons le graphe du courant débité par la phase 1 en conservant le même axe de référence que pour le redresseur à diodes, c'est-à-dire l'axe OY de la phase 1. On constate que cette courbe est identique à celle

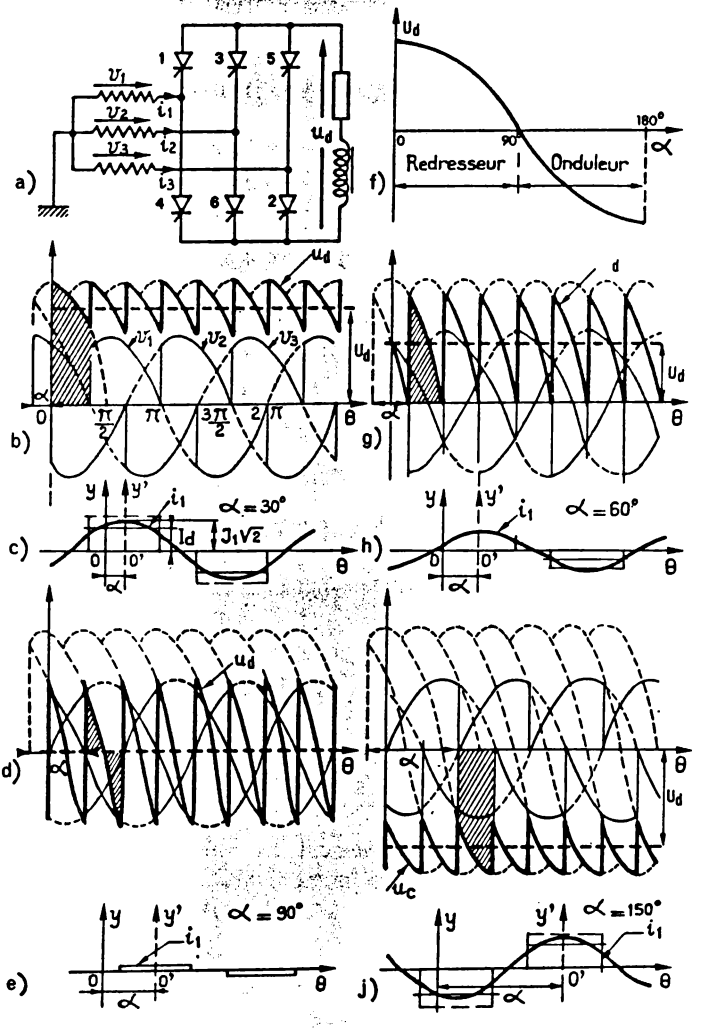


Fig. III.12 – Redresseurs à thyristors, pont de Graëtz triphasé.

du redresseur à diodes (elle comporte deux créneaux de valeur $I_d = U_d/R$, alternativement positif et négatif) mais que l'axe de ces créneaux est décalé de l'angle α. Dans ces conditions, si l'on décompose ce signal en série de Fourier, on retrouve le même terme fondamental qu'avec le redresseur à diodes, soit :

$$i_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos(\theta - \alpha).$$

La valeur efficace de ce terme fondamental est : $J_1 = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi\sqrt{2}}$. La valeur efficace du courant global i_1 ayant la même valeur que pour le redresseur à diodes ($I = I_d\sqrt{2/3}$), le coefficient de distorsion conserve la même valeur soit :

$$\mu = \frac{J_1}{I_1} = \frac{3}{\pi} \simeq 0{,}955.$$

Par ailleurs, la puissance apparente n'a pas changé $\left(S = 3\frac{V_M}{\sqrt{2}} \times I\right)$ tandis que la puissance active a diminué en raison du retard α entre l'onde de courant du terme fondamental et l'onde de tension. On a :

$$P = U_d I_d = 3\frac{V_M}{\sqrt{2}} J_1 \cos\alpha.$$

On en déduit le facteur de puissance :

$$k = \frac{P}{S} = \frac{J_1}{I_1}\cos\alpha = \mu\cos\alpha.$$

A ce sujet, il est important de signaler que le décalage du courant entraîne l'absorption au réseau de puissance réactive soit :

$$Q = \frac{3V_M}{\sqrt{2}} J_1 \sin\alpha.$$

Si l'on considère à nouveau la valeur efficace I_1 du courant global, on a :

$$I_1 = \sqrt{J_1^2 + J_h^2}$$

J_1 et J_h représentant respectivement les valeurs efficaces du terme fondamental et de l'ensemble des harmoniques. En conséquence, il existe deux puissances apparentes l'une $S_0 = \sqrt{P^2 + Q^2}$ qui correspond au terme fondamental de l'intensité, l'autre $S = \sqrt{P^2 + Q^2 + Q_h^2}$ qui correspond à l'intensité globale. Ce deuxième terme ($S = \sqrt{S_0^2 + Q_h^2}$) renferme la puissance déformante due aux harmoniques échangés entre le réseau et le récepteur, puissance déformante qui correspond à de la puissance réactive. Ainsi y-a-t-il

deux facteurs de puissance : l'un ($k_1 = \cos \varphi$) qui correspond au terme fondamental de l'intensité, l'autre ($k = \mu \cos \varphi$) qui correspond à l'intensité globale. k_1 qui représente le cosinus du décalage entre le terme fondamental de l'intensité par rapport à la tension supposée non déformée est encore appelé : *facteur de déplacement*.

c) Il est alors intéressant de représenter les graphes de tension et d'intensité pour différentes valeurs de retard.

Si l'on représente la courbe $U_d = f(\alpha)$, on peut définir deux domaines de fonctionnement : pour $0 < \alpha < 90°$, la tension U_d est positive, l'appareil fonctionne en *redresseur* de courant. Pour $90° < \alpha < \pi$, la tension U_d a changé de signe alors que le courant conserve toujours le même sens dans le

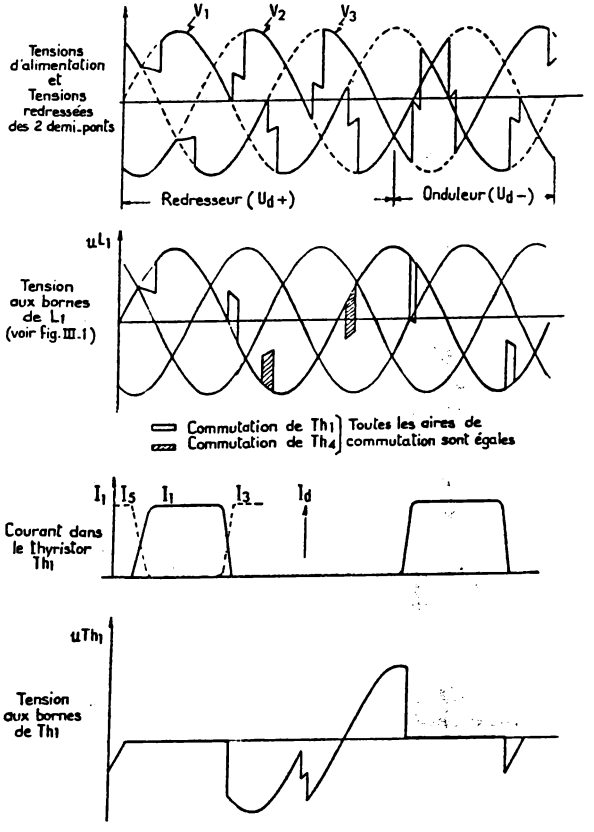


Fig. III.13 — Formes d'ondes des tensions et courants dans un pont de Graëtz triphasé à thyristors, en tenant compte des commutations.

récepteur, ainsi la puissance continue fournie ($P = U_d I_d$) est-elle devenue négative, on dit que l'appareil fonctionne en *onduleur*.

Il est important de noter que cette transformation d'énergie continue en énergie alternative n'est évidemment possible que si l'on fournit de l'énergie continue. Ainsi, doit-on remplacer le récepteur par un générateur de courant continu qui tend à débiter son courant dans le sens de I_d. Dans ces conditions, les thyristors qui débitent ont toujours leur anode positive par rapport à leur cathode. On se souviendra qu'en onduleur la commutation doit toujours être terminée avant que la tension ne s'inverse pour éviter le défaut de recommutation. Le déphasage doit être limité à :

$\alpha_m = \pi - \beta$ où $\beta = u + \gamma$ (β = angle d'avance, γ = angle de garde).

d) Si nous tenons compte maintenant des diverses chutes de tension, on a :

$$U_d = U_{d_0} \cos \alpha - U_x - U_r - U_u, \quad \text{ici} \quad U_x = \frac{3}{\pi} X_c I_d$$

avec

U_u = chute de tension directe dans les thyristors; elle peut être négligée dans la plupart des cas = 1,5 V environ par semiconducteur;

$U_r = R_c I_d$ chute de tension due aux résistances du circuit (transformateur essentiellement);

U_x = chute de tension due à la commutation (fig. III.13).

III.5 Les onduleurs autonomes

III.5.1. Principe des onduleurs autonomes

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer, tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre, au récepteur.

Supposons d'abord que l'opération soit réalisée avec des interrupteurs parfaits qui remplaceraient les thyristors, et désignons par T la période de la tension alternative.

Si on ne veut utiliser que *deux interrupteurs*, un point milieu est nécessaire.

On peut utiliser un transformateur à point milieu (fig. III.14*a*). A l'instant $t = 0$, en même temps, on ferme Th_1 et on ouvre Th_2. La tension continue E est appliquée entre les points O et A; la tension de sortie v prend la valeur

$$+ 2E \frac{n_2}{n_1}.$$

Pour $t = T/2$, on ouvre Th_1 et on ferme Th_2. La tension v devient égale à

$$-2E\frac{n_2}{n_1}.$$

Pour $t = T$, on recommence.

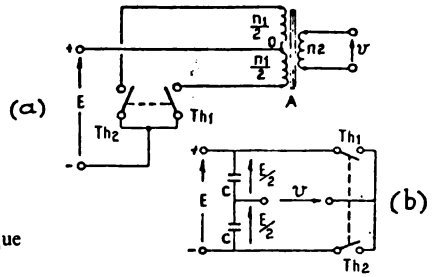


Fig. III.14 – Représentation très schématique des onduleurs monophasés à deux interrupteurs.

On peut aussi utiliser une source à point milieu (fig. III.14 *b*) en divisant la tension E en deux parties égales, grâce à deux condensateurs C par exemple.

Pendant l'intervalle $O, T/2$, Th_1 étant fermé et Th_2 ouvert, la tension de sortie v est égale à $+E/2$. Pendant le reste de la période, Th_1 étant ouvert et Th_2 fermé, la tension v a pour valeur $-E/2$.

Les montages à deux interrupteurs ne permettent qu'une commande symétrique; ils doivent être rendus passants à des intervalles de temps égaux pour que les deux alternances de la tension de sortie soient identiques au signe près. Ils n'offrent pas la possibilité de régler la valeur efficace de cette tension.

Il en est autrement de l'onduleur à quatre interrupteurs représenté sur la figure III.15 *a*. Il peut fonctionner en commande symétrique ou en commande décalée.

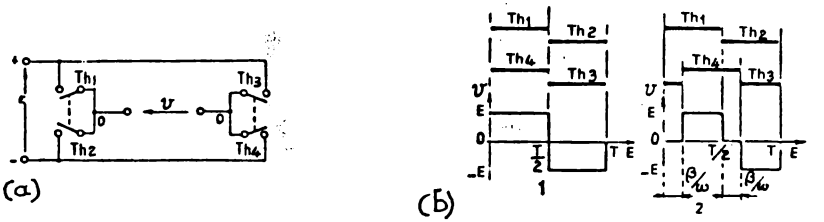


Fig. III.15 – Onduleur à quatre interrupteurs. Montage en pont monophasé.

a) Représentation schématique.

b) Diagramme des conductions et tension de sortie de l'onduleur en pont.

1. Commande symétrique. 2. Commande décalée.

On représente par un segment l'intervalle de fermeture d'un interrupteur.

— *Commande symétrique*

A l'instant $t = 0$, en même temps, on ferme Th_1 et Th_4 et on ouvre Th_3 et Th_2. La tension de sortie v prend la valeur $+ E$.

Pour $t = T/2$, on ouvre Th_1 et Th_4 et on ferme Th_3 et Th_2 ; la tension v devient égale à $- E$.

La tension de sortie est formée de signaux rectangulaires jointifs (fig. III.15*b*1). Sa valeur efficace est égale à E. Le terme fondamental de son développement en série a pour amplitude

$$V_{1m} = \frac{4}{\pi} E.$$

— *Commande décalée*

On ferme encore Th_1 de $t = 0$ à $t = T/2$, Th_2 de $T/2$ à T. Mais on retarde d'un angle β les conductions de Th_4 et Th_3 :

$$Th_4 \text{ est fermé pour } \frac{\beta}{\omega} < t < \frac{T}{2} + \frac{\beta}{\omega}$$

$$Th_3 \text{ pour } \frac{T}{2} + \frac{\beta}{\omega} < t < T + \frac{\beta}{\omega}$$

en désignant par ω la pulsation $2\pi/T$.

La tension de sortie v est égale à $+ E$ quand Th_1 et Th_4 sont simultanément conducteurs, à $- E$ quand Th_3 et Th_2 débitent en même temps.

Il apparaît deux intervalles de durée β/ω, correspondant au débit simultané de Th_1 et Th_3, puis de Th_2 et Th_4 durant lesquels la sortie est court-circuitée et la tension de sortie nulle (fig. III.15*b*2).

Par action sur l'angle β on peut faire varier la valeur efficace et l'amplitude du terme fondamental de la tension de sortie.

$$V = E\sqrt{\frac{\pi - \beta}{\pi}} \quad , \quad V_{1m} = \frac{4}{\pi} E \cos\frac{\beta}{2}.$$

Schéma de principe

Pour réaliser, avec des semiconducteurs, les commutations opérées par les interrupteurs, on doit monter, sur la tension continue d'alimentation E, deux groupes de deux thyristors (ou transistors) Th_1 et Th_2, Th_3 et Th_4 ; le récepteur est branché entre les points milieux O et O' des deux groupes (fig. III.16*a*).

L'élément Th_1 est débloqué pour $\omega t = 0$ (fig. III.16 *b*). Th_4 pour $\omega t = \beta$, Th_2 pour $\omega t = \pi$ et Th_3 pour $\omega t = \pi + \beta$. En faisant varier β de zéro à π on fait passer la valeur de la tension v de son maximum à zéro.

La conduction de Th_1 doit provoquer l'arrêt de Th_2 et inversement, de même pour Th_3 et Th_4.

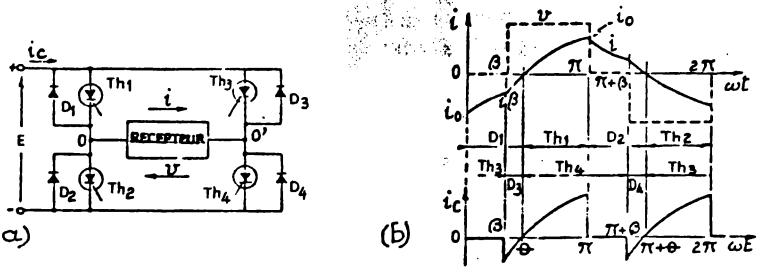


Fig. III.16 – Onduleur en pont monophasé à semiconducteurs.

a) Schéma de principe.

b) Débit de l'onduleur en pont sur un récepteur de constantes R.L.

Forme d'onde de la tension v, des courants i et i_c.
Diagramme des conductions.

Pour que la tension v puisse avoir la forme d'onde prévue sur la figure III.16 *b* quel que soit le récepteur, il faut que le courant i dans celui-ci puisse se développer, même lorsqu'il est de signe contraire à v ou lorsque cette tension est nulle. D'où la nécessité de monter quatre diodes, D_1, D_2, D_3 et D_4, en parallèle inverse aux bornes des quatre thyristors (ou transistors). Il faut aussi que la source à courant continu soit capable d'accepter ce courant « inverse », c'est-à-dire qu'elle soit réversible naturellement, ou qu'on lui adjoigne une impédance de récupération. Cela exclut, par exemple, le simple redresseur à diodes seul.

Fonctionnement

Le rôle des diodes apparaît dès qu'on envisage *le débit sur un récepteur résistant et inductif* de constantes R et L. Cette étude fait en outre apparaître les trois modes de fonctionnement possibles au cours d'une période.

La figure III.16 *b* montre la forme du courant i correspondant aux expressions successives de la tension v :

– pour $0 < \omega t < \beta, v = 0$

$$i = i_0 \, e^{-\frac{R}{L}t} = i_0 \, e^{-\frac{\omega t}{Q}}$$

i_0, courant pour $t = 0$, est négatif

Q désigne le rapport $\frac{L\omega}{R}$;

– pour $\beta < \omega t < \pi$, $v = E$

$$i = \frac{E}{R} + \left(i_\beta - \frac{E}{R}\right) e^{-\left(\frac{\omega t - \beta}{Q}\right)} \quad \text{avec} \quad i_\beta \text{ négatif;}$$

– pour $\pi < \omega t < \pi + \beta$, $v = 0$

$$i = i_0 \, e^{-\left(\frac{\omega t - \pi}{Q}\right)}$$

– pour $\pi + \beta < \omega t < 2\pi$, $v = -E$

$$i = -\frac{E}{R} - \left(i_\beta - \frac{E}{R}\right) e^{-\left(\frac{\omega t - \pi - \beta}{Q}\right)}.$$

Sur la figure III.16*b* on a représenté l'intervalle de conduction de celui des quatre semiconducteurs Th_1, Th_2, D_1 ou D_2, qui, à chaque instant, réunit la borne O au plus ou au moins de la source; au-dessous, celui des quatre semiconducteurs Th_3, Th_4, D_3 ou D_4 reliés à la borne O' qui assure le passage de i.

Quand i est positif, Th_1 conduit si $O < \omega t < \pi$, D_2 conduit si Th_1 est bloqué.

Quand i est négatif, Th_2 est passant si $\pi < \omega t < 2\pi$, sinon D_1 conduit.

De même i positif est écoulé par Th_4 si $\beta < \omega t < \pi + \beta$ ou par D_3 si Th_4 est bloqué.

Quand i est négatif, Th_3 est passant si $\pi + \beta < \omega t < 2\pi + \beta$, sinon D_4 conduit.

On voit apparaître trois types d'intervalles :

– *Alimentation*

Pour $\theta < \omega t < \pi$ et pour $\pi + \theta < \omega t < 2\pi$. Le récepteur est réuni à la source par *deux thyristors*, l'un relié à O, l'autre à O'. Le courant i_c débité par la source est positif.

$i_c = +i$ quand Th_1 et Th_4 sont passants,
$i_c = -i$ quand Th_3 et Th_2 sont passants.

– *Récupération*

Pour $\beta < \omega t < \theta$ et pour $\pi + \beta < \omega t < \pi + \theta$. Le récepteur renvoie du courant à la source par *deux diodes*, l'une réunie à O, l'autre à O'.

$i_c = i$ quand D_4 et D_1 écoulent i négatif,
$i_c = -i$ quand D_2 et D_3 écoulent i positif.

— *Court-circuit*

Pour $O < \omega t < \beta$ et pour $\pi < \omega t < \pi + \beta$. Le récepteur est mis en court-circuit sur lui-même par la conduction d'une diode et d'un thyristor. Il s'agit de D_2 et Th_4 si i est positif, de D_1 et Th_3 si i est négatif. Durant ces intervalles, le courant i_c est nul.

La mise en œuvre des principes énoncés est réalisée à partir de deux schémas de base, qui mettent en pratique les deux modes de commutation exposés précédemment.

— Le premier ne comporte pas de *thyristors auxiliaires* et fonctionne selon le mode que nous avons appelé « *commutation dure* ».

— Le second, au contraire, comporte des *thyristors auxiliaires* et utilise la *commutation douce*.

Nous allons décrire ces deux montages en raisonnant sur une phase (ou demi-pont monophasé). Il est aisé, partant de là, de comprendre le fonctionnement d'onduleurs monophasés et polyphasés.

III.5.2. Montage « sans thyristors auxiliaires »

Ce type d'onduleur est ainsi nommé parce qu'il regroupe, sur les mêmes thyristors, les fonctions de « thyristor principal » et de « thyristor de désamorçage ». En effet, si l'on regarde la figure III.17 *a*, il est clair, dans ce cas, que l'on peut faire jouer à chaque thyristor principal non conducteur le rôle de thyristor auxiliaire de désamorçage vis-à-vis de son homologue conducteur.

Ce montage est donc a priori plus économique, mais il est aussi plus limité, en particulier en fréquence.

La figure III.17 *a* représente le schéma d'une phase de ce montage, réduit à sa plus simple expression. Il comprend deux thyristors Th_1 et Th_2, deux diodes de circulation du courant réactif D_1 et D_2, deux condensateurs de commutation C_1 et C_2 et une inductance à point milieu dont les deux moitiés ont même valeur L.

Pour la description du fonctionnement, dans un but de simplification, nous ferons les hypothèses suivantes :

— La durée de la période de la tension alternative de sortie est grande vis-à-vis de la durée des phénomènes de désamorçage et de commutation.

— Le circuit de charge est suffisamment inductif pour maintenir constante la valeur I_0 du courant de charge durant tout l'intervalle de commutation.

— Le couplage magnétique entre les deux enroulements de l'inductance de commutation est supposé très serré.

— Les pertes dans les éléments du convertisseur sont négligeables et l'impédance de la source d'alimentation est nulle.

— E est la tension d'alimentation du montage, $L_1 = L_2 = L$ et $C_1 = C_2 = C$.

Fonctionnement

Voyons le cycle de fonctionnement en le découpant en cinq intervalles de temps (fig. III.17*b*).

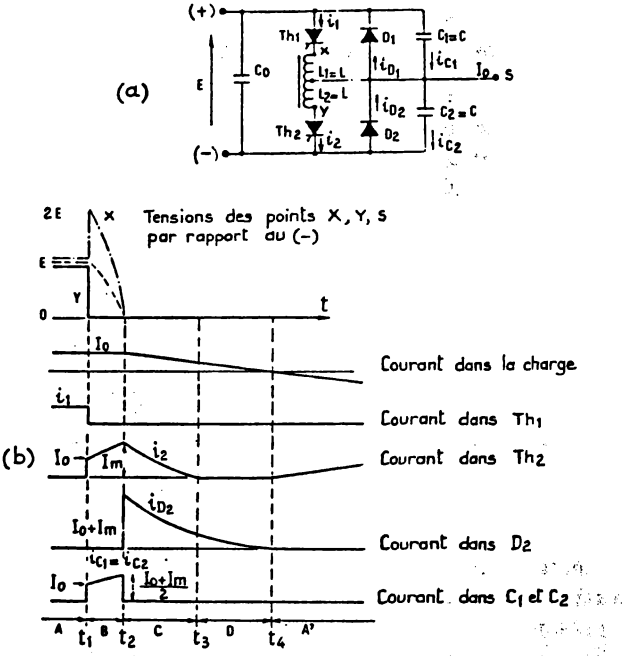


Fig. III.17 — Phase d'un onduleur de type « sans thyristors auxiliaires ».

a) Schéma de principe.

b) Tensions et courants caractérisant le fonctionnement.

— *Intervalle A :* Le thyristor Th_1 est conducteur. Le point S est ramené au (+) de la source, la chute de tension dans le thyristor Th_1 et dans l'inductance L_1 est négligeable, ce qui fait que le condensateur C_2 se trouve chargé à la tension E. Le courant qui traverse Th_1 vaut I_0.

— *Intervalle B :* A l'instant t_1, l'amorçage de Th_2 initie la commutation, la conduction de Th_2 amène le point Y au potentiel (−) de la source. La tension de C_1 et C_2 ne peut varier instantanément, la tension E apparaît aux bornes de L_2 ; une tension égale est induite dans L_1. La tension du point X

devient $2E$, ainsi Th_1 est polarisé en inverse ($-E$ à ses bornes) et se bloque. Par l'effet du maintien des ampères-tours dans l'inductance couplée, le courant de Th_1 est rapidement transféré dans Th_2 (en quelques microsecondes).

Si nous désignons par k_1 (très voisin de 1) le coefficient de couplage des deux enroulements L_1 et L_2 de l'inductance de commutation, nous obtenons la valeur des courants traversant les deux thyristors.

$$I_{Th_1} \# I_0 - \frac{E}{L} \cdot \frac{k_1 t}{1 - k_1^2}$$

$$I_{Th_2} \# \frac{E}{L} \cdot \frac{t}{1 - k_1^2}.$$

Au bout du temps $t'_1 = \frac{L.I_0}{E} \cdot \frac{1 - k_1^2}{k_1}$, le courant dans Th_1 s'est annulé, le courant dans Th_2 vaut alors : $\frac{I_0}{k_1} \# I_0$.

Durant ce temps, le courant de charge I_0, ne pouvant plus circuler dans Th_1, ni dans Th_2, sera maintenu par i_{C_1} et i_{C_2}. Comme C_2 se décharge, la tension appliquée à L_2 et celle induite dans L_1 diminuent. Dans le même temps, C_1 se charge. Tout ceci se passe dans un quart de la période propre du circuit ($2\pi\sqrt{2LC}$). Bien entendu, t_q doit être inférieur à ce temps. Durant l'intervalle de commutation, l'inductance L_2 voit la tension de C_2. Ceci conduit le courant i_2 à augmenter de I_0 à I_m. L'intervalle B a volontairement été augmenté sur la figure. En réalité, sa durée est d'environ 100 µs.

— *Intervalle C:* Le condensateur C_1 est maintenant chargé à E et le courant I_0 se referme par D_2 qui ramène le point S au ($-$) de la source. L'énergie stockée dans L_2 est, dans ce schéma, dissipée dans le circuit L_2, Th_2 et D_2.

— *Intervalle D:* Lorsque le courant s'annule dans Th_2, la commutation est terminée. Cependant, le courant I_0 continue à passer par D_2 venant du ($-$) de la source.

— *Intervalle A':* Le courant s'inverse, D_2 se bloque, Th_2 prend le relais. Il est en état de conduire si l'impulsion appliquée au début de la commutation a bien été maintenue. L'inversion du courant dans la charge est effectuée.

Dimensionnement des éléments de commutation

Là encore, le dimensionnement sera optimal si l'énergie et les pertes dans les circuits de désamorçage sont minimales. Cette condition est obtenue avec :

$$\frac{\text{courant crête de commutation}}{\text{courant de charge maximal}} = \frac{I}{I_{0\max}} = 1{,}5 \quad \text{(voir § III.2)}$$

où :

$$i = E\sqrt{\frac{2C}{L}}.$$

La tension aux bornes du condensateur est :

$$u_c = E\cos\frac{1}{\sqrt{2LC}}t - 2I_0\sqrt{\frac{L}{2C}}\sin\frac{1}{\sqrt{2LC}}t.$$

La tension aux bornes d'un thyristor devient nulle quand :

$$u_c = \frac{E}{2}.$$

Nous avons vu au § III.2 que le temps d'application de la tension inverse doit être supérieur au temps de désamorçage des thyristors.

$$t_0 = k_2 t_q \quad \text{avec} \quad k_2 : \text{coefficient de sécurité} > 1.$$

Le dimensionnement de C se déduit de :

$$C_1 = C_2 \# 2{,}2 \,.\, k_2 \,.\, t_q \frac{I_{0\max}}{E},$$

et celui de L de :

$$L_1 = L_2 \# 2 \,.\, k_2 \,.\, t_q \frac{E}{I_{0\max}}.$$

Pour le calcul des volts-secondes, on prendra par enroulement :

$$\int u \, dt = E\sqrt{2LC}.$$

Montage pratique

Le circuit décrit est réduit à sa plus simple expression. En pratique, selon la puissance, la fréquence et le rendement recherchés, on peut lui adjoindre, séparément ou simultanément, les deux améliorations suivantes (fig. III.18).

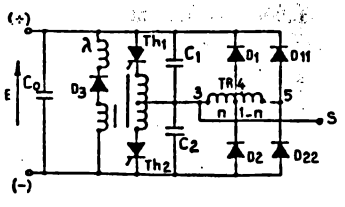


Fig. III.18 – Montage amélioré (cas pratique).

1. Un autotransformateur TR et deux diodes D_{11}, D_{22}. Cette disposition permet de réduire les courants traversant Th_2 et D_2 et Th_1 et D_1.

Par exemple I_{Th_2} devient :

$$I_{Th_2} = I_{Th_{2\,max}} - \frac{E}{L} \cdot \frac{n}{1-n} \cdot t$$

et

$$I_{D_2} = \left(\left(I_{Th_{2\,max}} - \frac{E}{L} \cdot \frac{n}{1-n} \cdot t \right) + I_0 \right) \frac{1}{1-n},$$

tout en renvoyant à la source par D_{11} et D_{22} une partie de l'énergie de commutation induite dans les enroulements de TR.

2. Un enroulement supplémentaire de l'inductance de commutation est relié à la source à travers une inductance λ et une diode D_3. On obtient ainsi une réduction appréciable de l'énergie stockée dans l'inductance de commutation à la fin de l'intervalle B et, par suite, l'intervalle de temps C est notablement réduit (de 5 ms environ à 1 ms pour une fréquence de 50 Hz).

Bien entendu, ce montage comporte également les protections habituelles des semiconducteurs.

III.5.3. Montage « avec thyristors auxiliaires »

La commutation fait ici intervenir des thyristors auxiliaires pour effectuer le désamorçage forcé des thyristors principaux. Ce montage comporte donc plus de thyristors que le précédent, mais, en contrepartie, les inductances sont plus légères (inductances à air de valeur réduite) et, surtout, il permet de travailler à des fréquences plus élevées, les temps de commutation étant nettement plus faibles. Nous verrons que cette propriété est intéressante, en particulier dans le cas des onduleurs à modulation de largeur d'impulsions.

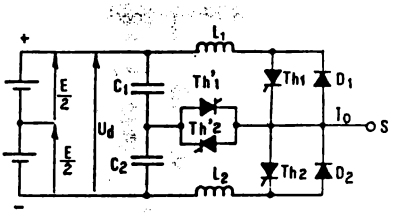


Fig. III.19 – Schéma du montage avec thyristors auxiliaires.

Dans le schéma représenté figure III.19, les thyristors principaux Th_1 et Th_2 portent la sortie S alternativement au pôle positif et au pôle négatif de l'alimentation continue. Les thyristors auxiliaires Th'_1 et Th'_2, les condensateurs C_1 et C_2 ainsi que les inductances L_1 et L_2 constituent les circuits de désamorçage nécessaires à la commutation des thyristors principaux.

Les diodes D_1 et D_2 sont les diodes de retour. Le schéma complet comporte également différents circuits annexes, habituellement utilisés pour la protection des semiconducteurs, et non représentés ici.

Étude du circuit de commutation

Le schéma de la figure III.19 offre deux possibilités internes : l'une de celles-ci est représentée figure III.20, l'autre lui est absolument symétrique par rapport à la branche contenant les thyristors auxiliaires. Considérons le circuit de la figure III.20, On a :

$$i' = i - i_1$$

$$\frac{1}{C_1}\int i'\,dt = L_1\frac{di_1}{dt}$$

$$u_{C_1} + u_{C_2} = E.$$

ce qui donne pour le cas habituel où $C_1 = C_2$

$$C_1\left(\frac{du_{C_1}}{dt} + \frac{du_{C_2}}{dt}\right) = \frac{dq_1}{dt} + \frac{dq_2}{dt} = 0$$

c'est-à-dire : $i' + i = 0$.

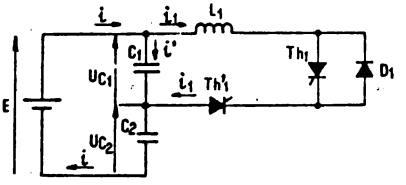


Fig. III.20 – Étude de la commutation.

Les équations précédentes deviennent :

$$i = \frac{i_1}{2} \quad \text{et} \quad i' = \frac{-i_1}{2}$$

$$-\frac{1}{C_1}\int\frac{i_1}{2}\,dt - L_1\frac{di_1}{dt} = 0$$

ou :

$$\frac{1}{2C_1}\int i_1\,dt + L_1\frac{di_1}{dt} = 0.$$

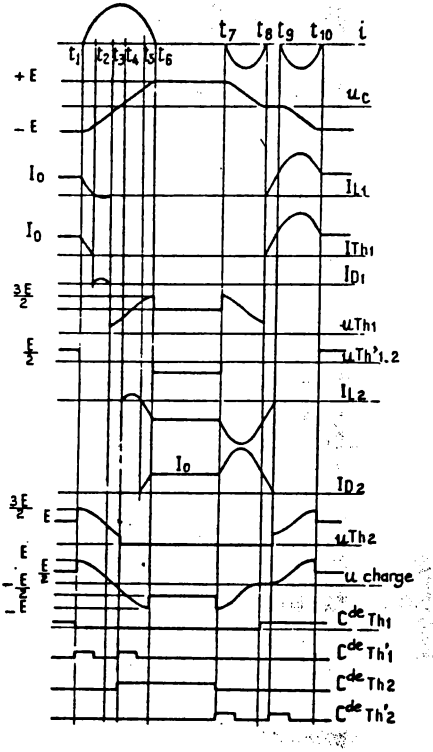
On peut donc admettre comme schéma équivalent celui de la figure III.21 qui est une variante du premier, avec $C = 2C_1$ et $L_1 = L_2$.

Il suffira de remarquer que les contraintes en tension des condensateurs C_1 et C_2 du montage de la figure III.19 seront celles du condensateur unique C du montage de la figure III.21 *a*, augmentées de la

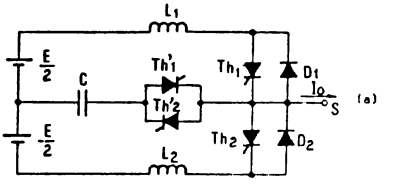
tension $+\frac{E}{2}$. Nous nous servirons de ce dernier schéma pour effectuer l'étude du montage.

Principe de fonctionnement

Installons une charge entre la sortie S (fig. III.21 *a*) et le point milieu de l'alimentation continue. Nous ferons l'hypothèse que la charge est suffisamment inductive pour que le courant circulant dans celle-ci ne varie pas sensiblement durant un intervalle de commutation. L'explication qui suit est complétée par la figure III.21 *b*. Un cycle de commutation est défini comme étant l'intervalle entre deux commutations successives du même thyristor principal Th_1 par exemple.



b) Forme des ondes de courant et tension du montage en commutation.



a) Schéma.

Fig. III.21 – Variante du schéma de la figure III.19.

– 1er *demi-cycle*

A l'instant initial, le thyristor Th_1 conduit le courant I_0 circulant dans la charge. La commutation commence à l'instant t_1 lorsque le thyristor

auxiliaire Th'_1 est commandé. A ce moment, un circuit de décharge du condensateur C devient disponible par Th'_1, Th_1 ou D_1 et la bobine L_1. La courbe $i(t)$ du courant de commutation est alors une sinusoïde amortie.

D'après la figure III.22, on a $I_0 = i + I_{Th_1} - I_D$ (équation des courants au nœud S).

Le courant dans le thyristor Th_1 et la bobine L_1 décroît pour s'annuler à l'instant t_2 lorsque le courant i atteint la valeur I_0. La diode D_1 assure alors la continuité de la décharge, le courant i passe par un maximum, puis décroît pour atteindre à nouveau la valeur I_0 à l'instant t_3. Dans l'intervalle $t_2 - t_3$, le thyristor Th_1 est polarisé en inverse par la chute directe de la diode D_1 et, à l'instant t_3, il doit avoir retrouvé ses propriétés de blocage. Cette première période de la commutation fait apparaître deux conditions nécessaires :

a. Le courant i doit pouvoir atteindre une valeur supérieure à celle du courant I_0.

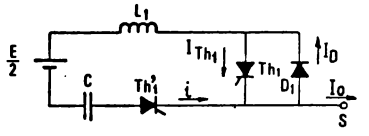


Fig. III.22 – Étude du fonctionnement durant le 1er demi-cycle.

b. L'intervalle $t_2 - t_3$ doit être suffisant pour permettre au thyristor Th_1 de retrouver ses propriétés de blocage. A partir de l'instant t_3, alors que le thyristor Th_1 et la diode D_1 ne conduisent plus, le courant dans la charge est assuré par une décharge à courant constant du condensateur C. Ce fonctionnement prend fin lorsque le thyristor Th_2 est commandé (instant t_4), un nouveau circuit est disponible par Th'_1 qui est toujours conducteur, Th_2 et la bobine L_2. Le courant i varie à nouveau suivant une sinusoïde amortie et l'on a $I_{Th_2} = i - I_0$ (intervalle t_4t_5). En t_5 le courant i ne permet plus d'assurer la constance du courant I_0 et la conduction de la diode D_2 devient nécessaire. Cela est rendu possible lorsque le courant I_{Th_2} s'annule tandis que la tension aux bornes de la bobine L_2 change de signe. Dans l'intervalle t_5t_6 le courant du circuit de commutation décroît et s'annule alors que le courant dans la diode D_2 s'établit de telle manière que $i = I_{D_2} = I_0$. Au temps t_6 la commutation du courant I_0 du thyristor Th_1 à la diode D_2 est complètement réalisée.

Intervalle entre deux demi-cycles de commutation. Entre l'instant t_6, fin du premier demi-cycle de commutation, et le début du second demi-cycle, il s'écoule un temps relativement long. Durant cet intervalle, le courant I_0 peut évoluer de différentes manières (fig. III.23).

Dans le cas A, le courant I_0 s'annule et change de signe avant tout autre changement d'état du circuit; le thyristor Th_2, dont la commande est maintenue, conduit alors le courant I_0, et la commutation de D_2 vers Th_2

s'effectue naturellement sans intervention des circuits de commutation. L'état du circuit est alors symétrique à celui que nous avons considéré à l'instant initial. Le demi-cycle suivant commencera avec l'amorçage du thyristor auxiliaire Th'_2 et sera analogue à celui que nous venons de décrire.

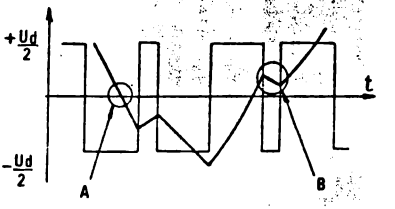


Fig. III.23 – Cas de commutation (*A*) et (*B*) dans un onduleur à réglage par découpage de la tension.

Dans le cas *B*, le courant I_0, tout en étant variable, ne change pas de signe avant une nouvelle commutation et est conduit par la diode D_2. (Voir onduleurs à modulation de largeur d'impulsions, § VII.3). C'est ce cas que nous étudierons.

– *Second demi-cycle*

Le second demi-cycle commence avec l'enclenchement du thyristor auxiliaire Th'_2 (instant t_7). Puisque le thyristor Th_2 ne conduit aucun courant, la décharge oscillante du condensateur s'effectue par la diode D_2 et la bobine L_2. Le courant i prend à nouveau la forme d'une sinusoïde amortie comparable en amplitude et en période à celle produite au cours du premier demi-cycle.

Ce courant i est de même sens que le courant I_0 à travers la diode D_2 et la bobine L_2. Lorsque l'arche de courant i s'annule, la période de conduction du thyristor Th'_2 est terminée provisoirement (instant t_8). La commande du thyristor Th_1 à cet instant t_8 permet la poursuite de la commutation; la tension de la source continue est alors appliquée aux bobines L_1 et L_2 en série. Le transfert du courant de la charge I_0 s'effectue du circuit L_2D_2 vers le circuit L_1Th_1, cependant que la tension de sortie est nulle durant cette période. En t_9, le courant dans la diode D_2 s'annule et le courant I_0 est conduit par le thyristor Th_1. Un nouvel enclenchement du thyristor Th'_2 permet la recharge du condensateur dès l'instant t_9, le courant i prend à nouveau la forme sinusoïdale et se superpose au courant I_0 dans le circuit L_1Th_1. Lorsque le courant i s'annule, le thyristor Th'_2 cesse de conduire et le cycle de commutation est complètement terminé, le circuit est revenu à son état initial (instant t_{10}).

Pour ce montage, le dimensionnement des éléments de commutation a été vu au § III.2.

CHAPITRE IV

RÉGLAGE DE LA VITESSE D'UN MOTEUR D'INDUCTION A FRÉQUENCE STATORIQUE FIXE

Deux posibilités sont offertes :

- réglage de la tension statorique (moteurs à cage);
- réglage du courant rotorique (moteurs à bagues).

IV.1 Réglage de la tension statorique

Il est actuellement possible de régler de façon continue, sans chute de tension notable, la tension statorique d'un moteur asynchrone ce qui permet d'ajuster le couple du moteur et d'obtenir ainsi le réglage de la vitesse du moteur. Ce réglage est obtenu par des gradateurs à thyristors.

IV.1.1. Principe du gradateur – Étude sur charge résistive en monophasé

Un gradateur est un interrupteur statique constitué par deux thyristors tête-bêche (fig. IV.1 *a*) si la puissance commandée est élevée ou par un simple triac (fig. IV.1 *b*) si la puissance commandée est faible. Quand on envoie une impulsion sur la gâchette d'un des deux thyristors, celui-ci se met à conduire (interrupteur fermé) si la tension appliquée entre son anode et sa cathode est positive. Puis il se bloque (interrupteur ouvert) lorsque le courant qui traverse le thyristor s'annule.

Dans la pratique, deux modes de commande sont utilisés :

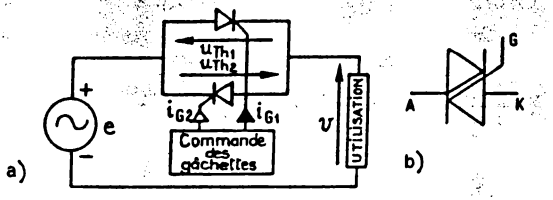


Fig. IV.1

a) *Commande en « tout ou rien »*

Cette commande consiste à appliquer à la charge de façon cyclique des trains d'alternances complètes de la tension du réseau. Ce procédé est en général réservé aux charges résistives à inertie thermique.

b) *Commande par contrôle de phase*

Dans ce cas, l'amorçage des thyristors est retardé d'un angle déterminé par la régulation. On envoie l'impulsion sur sa gâchette avec un retard $t_0 = \alpha/\omega$, puis on envoie l'impulsion sur la gâchette du deuxième thyristor avec le même retard soit : $t_0 + T/2 = (\alpha + \pi)/\omega$.

Le graphe du courant qui traverse le récepteur dépend de la nature de ce récepteur, le cas le plus simple à étudier étant celui d'un récepteur assimilable à une résistance pure (fig. IV.2 *a*). On a :

$$e = E_M \sin \theta = Ri + \varepsilon.$$

La chute de tension dans le thyristor ($\varepsilon \simeq 1$ V) est en général négligeable par rapport à la tension appliquée ($E_M \simeq$ plusieurs centaines de volts) d'où : $i = \dfrac{E_M \sin \theta}{R}$. On en déduit le graphe du courant (fig. IV.2 *d*). Il est alors facile de calculer la valeur efficace I du courant, soit :

$$I^2 = \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \frac{E_M^2}{R^2} \sin^2 \theta \, d\theta = \frac{E_M^2}{2\pi R^2} \int_\alpha^\pi (1 - \cos 2\theta) \, d\theta$$

$$= \frac{E_M^2}{2\pi R^2} \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right)_\alpha^\pi = \frac{E_M^2}{R^2} \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi} \right).$$

Il est intéressant de comparer cette intensité à la valeur $I = E/R$ que l'on aurait en reliant directement la source au récepteur. Comme $E_M = E\sqrt{2}$, il vient :

$$I = \frac{E}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}.$$

En faisant varier α de zéro à π, on fait varier l'intensité efficace de sa valeur maximale (E/R) à zéro.

Connaissant le graphe du courant, on en déduit ceux de la tension v aux bornes de la charge et de la tension aux bornes des thyristors. Pour ces graphes, il est intéressant de tenir compte de la chute de tension ε dans un thyristor quand celui-ci est conducteur.

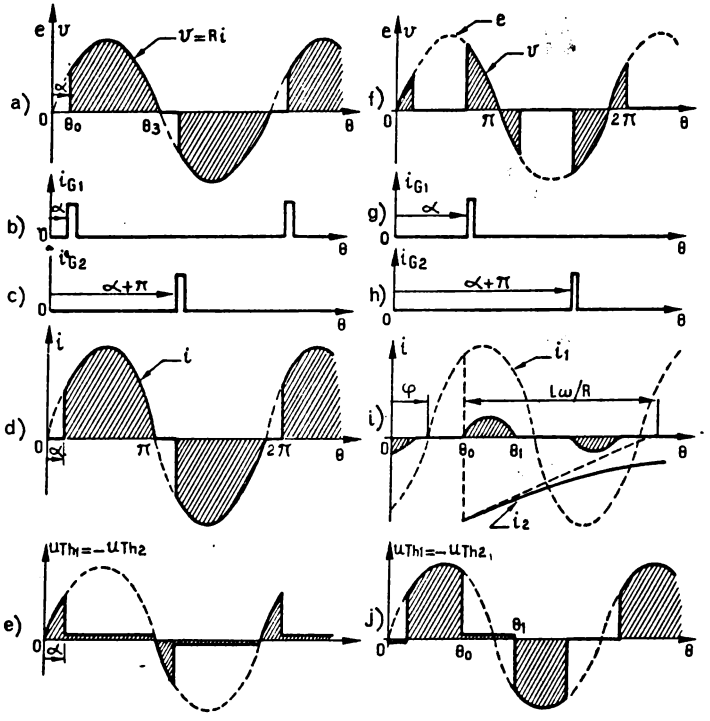


Fig. IV.2 – Gradateur monophasé.

Il résulte de cette étude qu'un gradateur est un variateur de courant alternatif. Ainsi est-il possible de disposer aux bornes d'un récepteur d'une tension alternative de valeur efficace réglable.

IV.1.2. Récepteur monophase résistif et inductif

L'étude théorique est beaucoup plus complexe que dans le cas précédent car on doit tenir compte du déphasage α de l'impulsion de commande par rapport à l'argument φ du récepteur ($\operatorname{tg} \varphi = L\omega/R$ si R et L désignent

respectivement la résistance et l'inductance du récepteur). Nous allons supposer que l'amorçage a lieu avec un retard α compris entre zéro et π.

Le premier thyristor T_1 entre en conduction pour $\theta_1 = \omega t_1 = \alpha$. A partir de cet instant, on a :

$$E_M \sin \theta = Ri + L \frac{di}{dt}$$

soit :

$$i = \frac{E_M}{Z} \sin (\theta - \varphi) + A \exp. (- R\theta/L\omega)$$

avec $\quad \operatorname{tg} \varphi = L\omega/R \quad$ et $\quad Z = \sqrt{R^2/L^2\omega^2}$.

On détermine la constante d'intégration A avec les conditions initiales ($i = 0$ pour $\theta_1 = \alpha$) car en raison de l'inductance, l'intensité ne peut pas croître brusquement d'où :

$$A = \frac{E_M}{Z} \sin (\alpha - \varphi)$$

soit :

$$i = \frac{E_M}{Z} \sin (\theta - \varphi) - \frac{E_M}{Z} \sin (\alpha - \varphi) \exp/- (R\theta/L\omega).$$

Comme on pouvait s'y attendre, quand le courant circule librement, celui-ci est la superposition de deux intensités ($i = i_1 + i_2$) : d'une part, une intensité sinusoïdale $i_1 = \frac{E_M}{Z} \sin (\theta - \varphi)$ qui représente le régime définitif dans le cas où il n'y a pas de thyristor; d'autre part, une intensité à décroissance exponentielle $i_2 = \frac{E_M}{Z} \sin (\alpha - \varphi) \exp (- R\theta/L\omega)$ qui représente le régime transitoire.

On peut représenter séparément ces deux intensités (fig. IV.2*i*), puis on en déduit l'intensité globale. Dès que le courant s'annule (pour $\theta = \theta_1$), le thyristor T_1 se bloque. Puis pour $\theta = \theta_0 + \pi$, le thyristor T_2 reçoit à son tour une impulsion de gâchette alors que la tension à ses bornes ($u_{T_2} = -e$) est positive. Il devient alors conducteur, le courant qui le traverse étant identique au signe près à l'alternance qui a traversé le thyristor T_1.

Connaissant le graphe du courant, on en déduit facilement d'une part les graphes de tension aux bornes du récepteur (fig. IV.2*f*) et aux bornes des thyristors (fig. IV.2*j*). On constate que pour $\alpha \geqslant \pi$, les thyristors sont toujours bloqués ($I = 0$) car le signal de gâchette d'un thyristor est envoyé quand sa tension anodique est négative tandis que pour $\alpha = \varphi$, le terme exponentiel disparaît ($I = E/Z$).

Ainsi avec $\varphi < \alpha < \pi$ peut-on faire varier l'intensité efficace de sa valeur maximale à zéro.

IV.1.3. Analyse harmonique du courant

La décomposition en série de Fourier n'est pas simple dans le cas d'un récepteur quelconque aussi allons-nous limiter notre étude à celle d'un récepteur purement inductif, ce cas particulier présentant des applications très importantes.

a) *Récepteur monophasé à inductance pure*

On a directement l'expression du courant en faisant dans l'expression générale : $R = 0$, soit $\varphi = \pi/2$ et $Z = L\omega$. On a :

$$i = \frac{E_M}{L\omega}(\cos\alpha - \cos\theta), \quad \text{avec} \quad \frac{\pi}{2} < \alpha < \pi.$$

Pour $\alpha = \frac{\pi}{2}$, $i_{\pi/2} = -\frac{E_M}{L\omega}\cos\theta$ la courbe est alors une sinusoïde (fig. IV.2*i*). Pour α quelconque, cette même sinusoïde subit une translation parallèle à l'axe des courants, la partie utile étant alors une calotte de sinusoïde. Nous allons prendre comme nouvel axe des courants l'axe de symétrie de la calotte ce qui revient à poser : $\theta = \theta' + \pi$. Puis nous allons poser : $\beta = \pi - \alpha$, on a :

$$i = I_M(\cos\theta' - \cos\beta), \quad \text{avec} \quad I_M = E_M/L\omega.$$

D'après le théorème de Fourier, une fonction périodique a pour expression générale :

$$i = I_0 + A_1 \sin\theta' + \ldots + A_n \sin n\theta' + \ldots + B_1 \cos\theta' + \ldots + B_n \cos n\theta' + \ldots$$

Au cours d'une période (soit de $-\pi$ à π), on constate que l'aire découpée par la courbe au-dessus de l'axe des θ' a même valeur que celle découpée au-dessous de cet axe. On a :

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} i\,d\theta' = 0.$$

Si au cours de cette même période ($-\pi$ à π), on change θ' en $-\theta'$, l'intensité i ne change pas. Ainsi n'a-t-on pas de termes en sinus et est-il possible de restreindre l'étude au domaine allant de zéro à π.

Enfin, si à l'intérieur de ce nouveau domaine, on change θ' en $\pi - \theta'$, i change en $-i$. Ainsi n'a-t-on pas de termes pairs en cosinus et est-il possible de restreindre le domaine de zéro à $\pi/2$.

En définitive, on a :

$$i = B_1 \cos\theta' + B_3 \cos 3\theta' + \ldots + B_n \cos n\theta' + \ldots$$

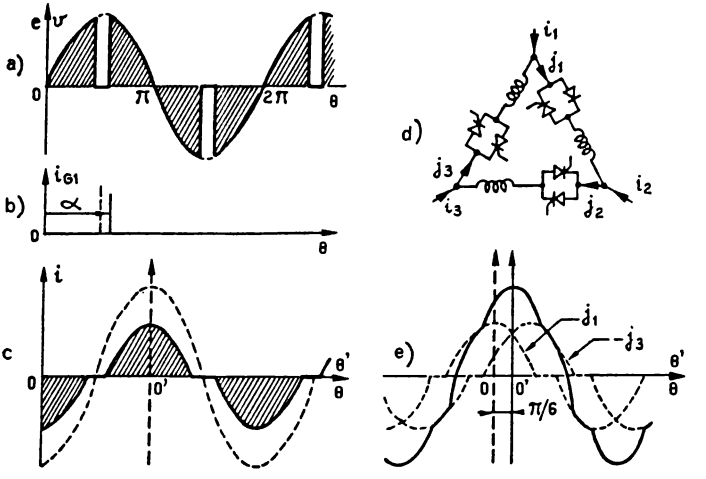
n étant un entier impair.

Il vient :

$$B_n = \frac{2}{\pi/2}\int_0^{\beta} i \cos n\theta' \, d\theta' = \frac{4I_M}{\pi}\int_0^{\beta}(\cos\theta' - \cos\beta)\cos n\theta' \, d\theta'$$

$$B_n = \frac{2I_M}{\pi}\int_0^{\beta}[\cos(n+1)\theta' + \cos(n-1)\theta' - 2\cos\beta\cos n\theta'] \, d\theta'$$

$$= \frac{2I_M}{\pi}\left[\frac{\sin(n+1)\beta}{n+1} + \frac{\sin(n-1)\beta}{n-1} - \frac{2\cos\beta\sin n\beta}{n}\right].$$



On peut déterminer à partir de cette expression générale le terme fondamental en faisant tendre n vers l'unité ($n \to 1$). $(n-1)\beta$ est alors un angle petit ce qui permet de confondre le sinus et sa valeur en radians. On a :

$$\frac{\sin(n-1)\beta}{n-1} \simeq \frac{(n-1)\beta}{n-1} = \beta$$

d'où :

$$i_1 = \frac{I_M}{\pi}(2\beta - \sin 2\beta)\cos\omega t.$$

b) *Récepteur triphasé à inductance pure*

En triphasé, on peut utiliser soit le montage étoile, soit le montage triangle. Nous allons raisonner sur le montage triangle (fig. IV.3 *d*).

Les courants par phase j_1, j_2, j_3 sont des courbes périodiques identiques au courant i_1 que nous venons de représenter (fig. IV.3 *c*) mais ces courbes sont décalées de $2\pi/3$ les unes par rapport aux autres. Le courant i_1 par fil de ligne a pour expression : $i_1 = j_1 - j_3$. Comme j_3 est déphasé de $2 \times 2\pi/3$ par rapport à j_1, $-j_3$ est déphasé de $\frac{4\pi}{3} - \pi = \frac{\pi}{3}$ par rapport à j_1.

Si l'on représente sur un même graphe les courants j_1 et $-j_3$, on en déduit facilement le courant global $i_1 = j_1 - j_3$ (fig. IV.3 *e*). On constate que le courant résultant est évidemment périodique et que son axe est déphasé de $\pi/6$ par rapport à l'axe du courant j_1.

Si l'on fait une translation d'axe $\left(\theta' = \theta - \frac{\pi}{6}\right)$, on a pour l'harmonique n :

$$i_n = J_n \cos n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + J_n \cos n\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$= 2J_n \cos n\frac{\pi}{6} \cos n\omega t.$$

Ainsi, les différents harmoniques que nous avons précédemment calculés sont-ils multipliés par 2 cos $(n\pi/6)$, expression qui a les valeurs suivantes :

n	1	3	5	7	9
$2 \cos (n\pi/6)$	$\sqrt{3}$	0	$-\sqrt{3}$	$-\sqrt{3}$	0

Il est alors intéressant de noter qu'il n'y a pas d'harmonique multiple de trois dans le montage triphasé symétrique.

c) *Circuit équivalent simplifié d'un moteur*

Quand on s'intéresse à l'étude du fonctionnement du moteur d'induction par la méthode du premier harmonique il est préférable de remplacer le circuit équivalent classique (§ I.10) par un circuit équivalent identique à celui du moteur synchrone (§ II.2). Celui-ci est assimilable à une f.c.é.m. E'_1 par phase en série avec une impédance. Cette impédance comporte une résistance généralement très faible en série avec une réactance de fuites $l\omega$ (avec $R \ll l\omega$) ainsi, l'impédance est-elle assimilable à une réactance pure (fig. IV.4 *a*).

Si l'on trace le diagramme de Fresnel, on constate que tout se passe comme si l'on avait affaire au circuit équivalent (fig. IV.4 *b*).

De même en triphasé, on peut, dans une première approximation, considérer que l'on a affaire à trois tensions triphasées qui alimentent des inductances pures. Dans ces conditions, le courant qui traverse le moteur ne comporte pas d'harmoniques deux et trois. Ce résultat est confirmé par l'étude expérimentale avec un analyseur harmonique.

De leur côté, les harmoniques supérieurs (5, 7 ...) provoquent peu de perturbations dans la marche du moteur. En effet, d'une part leur amplitude décroît très vite, d'autre part le moteur se comporte vis-à-vis d'eux comme un filtre d'autant plus efficace que l'ordre de l'harmonique est plus élevé. Rappelons que le couple dû à l'harmonique 5 est de rotation inverse, alors que celui dû à l'harmonique 7 est de rotation directe et que les couples parasites sont soustractifs 2 à 2. Cependant, ces harmoniques peuvent provoquer certaines perturbations dans les appareils radioélectriques alimentés par le secteur. Dans ce cas, on doit brancher des filtres en parallèle avec les alimentations.

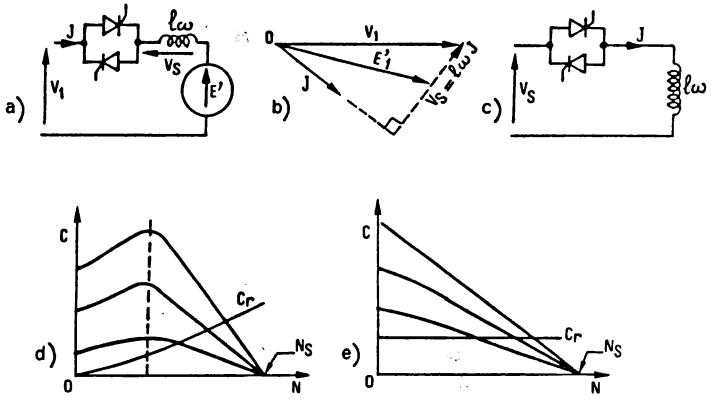


Fig. IV.4 – Gradateur triphasé, alimentation de moteurs d'induction.

IV.1.4. Application à la vitesse variable

Le gradateur est utilisé pour faire varier la vitesse des moteurs, soit des petits moteurs universels qui sont alimentés en monophase, soit des moteurs asynchrones triphasés.

Si l'on s'intéresse plus particulièrement à l'entraînement des moteurs asynchrones, on fera de préférence la commande de moteurs à cage, car leur coût est beaucoup moins élevé que celui des moteurs à bagues. Cependant, ce procédé peut présenter certains inconvénients.

En effet, comme la partie stable des caractéristiques représente sensiblement un faisceau de droites concourantes, on est amené à choisir au départ une cage de grande résistance, afin d'obtenir une plage de réglage de vitesse suffisamment étendue. Il en résulte un glissement assez élevé à la vitesse maximale, donc un rendement médiocre ($\eta = 1 - g$).

Par ailleurs, comme le couple moteur est très faible aux basses vitesses, ce mode de réglage convient mieux pour les entraînements à faible couple aux

faibles vitesses (fig. IV.4*d*), comme les couples quadratiques, ($C_r \sim N^2$), que pour les entraînements à couple résistant constant (fig. IV.4*e*). Il est intéressant de préciser ce résultat par le calcul. On a :

$$C_m = \lambda \frac{R'_2 I'^2_2}{g} \sim \frac{R'_2 I^2_1}{g}$$

puisque : $I_1 = I_0 + I'_2 \simeq I'_2$; si l'on néglige le courant à vide en régime permanent $C_m = C_r$; aussi peut-on distinguer les deux cas suivants :

a) *Couple quadratique*

$$C_r \sim N^2 = (1 - g)^2 N_s^2$$

il vient :

$$\frac{R'_2}{g} I_1^2 \sim (1 - g)^2$$

d'où :

$$I_1 \sim (1 - g)\sqrt{g/R'_2}.$$

Ce résultat indique que l'intensité absorbée est inversement proportionnelle à $\sqrt{R'_2}$ et que cette intensité varie avec le glissement. Elle est maximale lorsque $dI_1/dg = 0$, soit :

$$-g^{1/2} + \frac{1}{2} g^{-1/2}(1 - g) = g^{-1/2}\left(\frac{1 - g}{2} - g\right) = 0$$

d'où :

$$g = \frac{1}{3} \quad \text{et} \quad N = (1 - g)N_s = \frac{2}{3} N_s.$$

b) *Couple constant :*

$$I_1 \sim \sqrt{g/R'_2}.$$

L'intensité absorbée est à nouveau inversement proportionnelle à $\sqrt{R'_2}$ mais cette intensité augmente à mesure que la vitesse diminue.

Dans ce mode d'alimentation, en particulier dans le fonctionnement à couple constant, lorsque la vitesse du moteur diminue, sa ventilation diminue, aussi, et par suite il y a risque d'échauffement excessif, car un moteur asynchrone standard n'est pas étudié habituellement pour ces régimes. Ceci est un point capital pour les applications industrielles. En plus de la puissance de glissement à dissiper, il y a tous les courants harmoniques qui contribuent à l'échauffement. En conséquence le moteur doit être fortement déclassé.

IV.1.5. Réversibilité de couple et de vitesse

Elle est obtenue en utilisant deux paires de thyristors supplémentaires qui réalisent l'inversion de deux phases (fig. IV.5) à partir d'une logique de commande qui tient compte du signe de l'erreur de vitesse. Le fonctionnement devient possible dans les quatre quadrants des axes couple-vitesse.

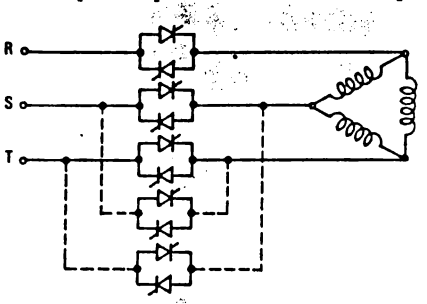


Fig. IV.5 — Inversion de phases pour réversibilité de couple et de vitesse.

IV.1.6. Applications

Il est évident qu'une telle solution ne permet pas, avec les moteurs à cage, un grand rapport de vitesse dans un fonctionnement continu et surtout pas à couple constant. Toutefois, cette solution convient dans des applications où le régime de fonctionnement en réglage de vitesse n'est que transitoire et cyclique — levage par exemple — ou encore pour l'entraînement des turbomachines (pompes ou ventilateurs) pour lesquelles la plage de vitesse est généralement faible et le couple varie comme le carré de la vitesse. Avec ce système, l'emploi de moteurs d'induction rotatifs standards est donc très limité.

Bien entendu, les gradateurs peuvent être utilisés à la commande des moteurs à bagues pour lesquels on peut dissiper l'énergie dans des résistances extérieures. Cette solution est parfois utilisée pour le levage.

IV.2 Cascade hyposynchrone, moteurs à bagues

IV.2.1. Principe

Comme on l'explique au chapitre I, le réglage de vitesse d'un moteur asynchrone à bagues peut s'effectuer très simplement, en insérant des résistances dans le rotor. Le mode de réglage convient bien pour un

entraînement à couple résistant constant, car la puissance absorbée au réseau demeure constante, ce qui entraîne un échauffement sensiblement constant du moteur aux différentes vitesses. Malheureusement, il est défavorable sur le plan technique, car les caractéristiques sont de plus en plus tombantes et il est désastreux sur le plan économique. C'est ainsi qu'à demi-vitesse, le rendement tombe de 100 à 50 pour cent. Aussi ce mode de réglage n'est-il utilisé qu'en régime transitoire, c'est-à-dire pour le démarrage ou pour le freinage du moteur.

Analysons les causes de ce mauvais rendement aux basses vitesses, en rappelant les résultats fondamentaux du bilan des puissances. On a :

$$P_e = P_u - (Pjs + Pfs) \simeq P_u$$
$$Pjr = P_e - P_m = C(\Omega_1 - \Omega) = gP_e \simeq gP_u$$
$$\eta = \frac{P_m}{P_u} = \frac{P_e - Pjr}{P_u} \simeq 1 - g.$$

Pour diminuer la vitesse, c'est-à-dire accroître le glissement, on est amené à gaspiller de l'énergie à l'extérieur du rotor, dans un rhéostat de réglage.

Nous appellerons puissance de glissement, la puissance qui est transformée en chaleur dans le rhéostat de réglage. Aux vitesses réduites, la résistance du rotor est faible par rapport à la résistance du rhéostat de réglage, aussi les pertes Joule rotor sont-elles négligeables par rapport à la puissance de glissement d'où :

$$P_2 \simeq P_e - P_m \simeq gP_u.$$

Pour améliorer le rendement du moteur, il faut utiliser la puissance de glissement au lieu de la gaspiller. A cet effet, on dispose de deux procédés fondamentaux :

a) *Réglage à couple constant :*

La puissance de glissement dont la fréquence est f_2 est transformée à la fréquence f_1 du réseau par un changeur de fréquence, puis elle est renvoyée dans le réseau (fig. IV.6 *a*). On peut même essayer de rendre cette puissance négative en alimentant le stator par le réseau et le rotor par changeur de fréquence. Dans ces conditions, la puissance $P_2 = gP_u$ devient négative, la vitesse du moteur dépassant la vitesse du synchronisme.

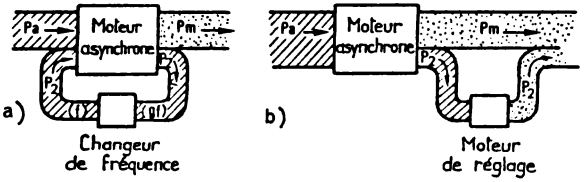


Fig. IV.6 – Principe de la cascade hyposynchrone.

b) *Réglage à puissance constante :*

Un deuxième procédé consiste à transformer en puissance mécanique la puissance de glissement (fig. IV.6*b*). On alimente alors par les bagues, un deuxième moteur calé sur l'arbre du moteur asynchrone. Le deuxième moteur fournit une puissance mécanique qui vient s'ajouter à la puissance mécanique fournie par le moteur asynchrone. Aussi cet ensemble peut-il délivrer une puissance mécanique constante, avec une puissance absorbée constante, c'est-à-dire sans échauffement excessif. Ainsi l'entraînement est-il à puissance constante.

Dans le passé de nombreux types de cascades ont été réalisés, faisant appel à l'un ou l'autre de ces deux modes de réglages, l'importance du convertisseur ou du moteur de réglage étant fonction de la puissance de glissement c'est-à-dire de la chute de vitesse demandée. Les cascades utilisaient des machines de coût et d'entretien élevés. De nos jours, grâce aux progrès de l'électronique, on s'intéresse à la première de ces deux méthodes, le convertisseur tournant étant remplacé par un convertisseur statique.

IV.2.2. Étude simplifiée

Description

Le convertisseur de fréquence utilisé dans la cascade hyposynchrone comporte deux organes fondamentaux (fig. IV.7) :

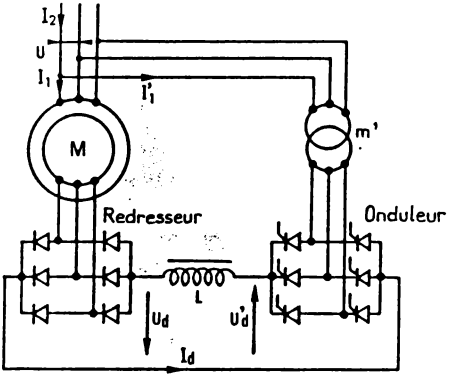


Fig. IV.7 – Schéma de la cascade hyposynchrone.

a) Un redresseur formé d'un pont de six diodes qui transforme la puissance de glissement de fréquence f_2 en puissance continue.

b) Un onduleur formé d'un deuxième pont de six thyristors qui transforme cette puissance continue en une puissance triphasée de fréquence f_1 égale à la fréquence du réseau.

A ces deux organes fondamentaux, il faut ajouter une inductance de lissage chargée d'améliorer la qualité du courant continu et un transformateur qui permet d'adapter la tension de l'onduleur à celle du réseau avec le meilleur facteur de puissance possible pour une vitesse donnée. Le réglage de la vitesse du moteur s'effectue en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du pont onduleur.

Étude du redresseur

a) Comme on l'a expliqué (par III.4.4), la tension redressée u_d est à tout instant la différence entre l'enveloppe supérieure et l'enveloppe inférieure des trois f.é.m. : e_1, e_2, e_3 (fig. IV-8 *b*).

Sa valeur moyenne est :

$$U_d = \frac{3E_M\sqrt{3}}{\pi} = 3\sqrt{6}E/\pi, \text{ avec : } \quad E_M = E\sqrt{2}.$$

b) Comme le récepteur de résistance R comporte une inductance de lissage, il résulte que chaque phase débite une intensité en forme de créneau de valeur I_d/R (fig. IV.8 *c*). Il est alors possible de décomposer ce créneau en une série de Fourier qui, en raison des symétries est de la forme :

$$i_1 = A_1 \cos\theta + A_3 \cos 3\theta + \ldots$$

Si l'on garde seulement le terme fondamental, on a :

$$A_1 = \frac{2}{\pi/2}\int_0^{\pi/2} I_d \cos\theta \, d\theta = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d.$$

c) Il y a conservation de la puissance active. Comme en alternatif, la puissance active absorbée n'est due qu'au premier harmonique. Pour les trois phases, il vient :

$$3 \times \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} I_d \times E = U_d I_d$$

d'où $U_d = 3\sqrt{6}E/\pi$ ce qui correspond bien à la valeur précédemment calculée.

Étude de l'onduleur

a) Avec les diodes nous avons vu que pour $\theta = \pi/6$ la phase 1 prenait automatiquement la charge à la phase 3, c'était une commutation naturelle. Si les soupapes sont des thyristors, la phase 1 ne prend pas nécessairement la

charge lorsque $\theta = \pi/6$ mais pour $\theta > \pi/6$. La tension aux bornes de Th_1 ($v_1 = e_1 - e_3$) est positive, ainsi ce thyristor peut-il être débloqué (fig. IV.8 *d*).

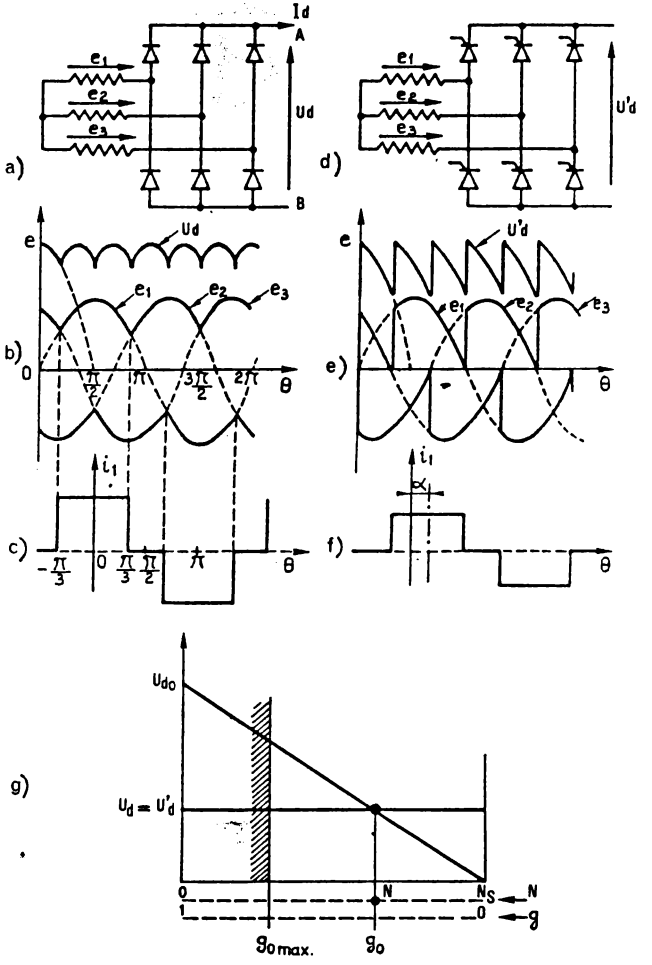


Fig. IV.8 – Fonctionnement de la cascade hyposynchrone.

Supposons que l'impulsion de déblocage se produise pour $\theta = \dfrac{\pi}{6} + \alpha$, on dit que la commutation est retardée de α.

Dans l'intervalle $-\pi/6 + \alpha < \theta < \pi/6 + \alpha$, on a (fig. IV.8 *e* et *f*):

$$U'_d = e_3 - e_2 = E_M \sqrt{3} \cos \theta.$$

On en déduit la valeur moyenne de U_d

$$U_d = \frac{E_M\sqrt{3}}{2\pi/6}\int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha}\cos\theta\,d\theta = \frac{3E_M\sqrt{3}}{\pi}\cos\alpha.$$

Si U_{d_0} désigne la valeur moyenne de la tension redressée théorique à vide sans retard à la commutation, on a :

$$U_d = U_{d_0}\cos\alpha \qquad \text{avec} \qquad U_{d_0} = 3\sqrt{6}\,E/\pi.$$

b) L'intensité absolue par phase a la forme d'un créneau, comme dans le cas d'un redresseur à diodes, mais l'onde fondamentale est décalée de α par rapport à l'onde de tension correspondante (fig. IV.8 *f*).

Il en résulte une consommation de puissance réactive, soit,

$$Q = 3 \times \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} EI_d \sin\alpha = U_{d_0}I_d \sin\alpha.$$

On voit qu'à la vitesse nominale, l'onduleur est à peu près uniquement chargé en puissance réactive, puisque P_2 nécessaire à la fourniture du couple est pratiquement entièrement au rotor. On peut y remédier, par exemple, par un transformateur à prises variables.

Étude de l'ensemble (fig. IV.7)

Si U_L désigne la tension efficace du réseau d'alimentation entre deux fils de ligne, la tension rotorique par phase en marche normale a pour valeur efficace :

$$E = gmU_L\sqrt{3}, \qquad \text{avec} \qquad m = \frac{K_2N_2}{K_1N_1}$$

(rapport des nombres effectifs de brins actifs rotorique et statorique par phase).

Dans ces conditions, la tension continue aux bornes du pont redresseur, a pour valeur :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}\,E}{\pi} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}\,gmU_L = 1{,}35gmU_L.$$

De même, la tension moyenne aux bornes du pont onduleur a pour expression :

$$U'_d = 1{,}35m'U_L\cos\alpha, \qquad \text{avec} \qquad m' = \frac{n_2}{n_1}$$

(m' étant le rapport de transformation du transformateur).

A vide, le couple moteur est négligeable, le courant redressé est sensiblement nul; aussi les tensions U_d et U'_d sont-elles égales et opposées.

$$1{,}35 g_0 m U_L = -\,1{,}35 m' U_L \cos \alpha$$

d'où

$$g_0 = -\frac{m'}{m} \cos \alpha.$$

Dans le fonctionnement en onduleur ($90° < \alpha < 180°$), cos α est négatif, donc le glissement est positif: la vitesse du moteur asynchrone est inférieure à la vitesse de synchronisme, d'où le nom de cascade hyposynchrone (fig. IV.8*g*).

Si $K = m'/m$ est égal à l'unité, la vitesse du moteur peut être contrôlée depuis l'arrêt jusqu'à sa pleine vitesse. Dans la pratique, il n'est pas forcément nécessaire de régler la vitesse jusqu'à l'arrêt, aussi se fixe-t-on un glissement maximal, lequel détermine le rapport K soit :

$$g_0 \max = k = m'/m.$$

En définitive :

C'est le retard α à l'amorçage des thyristors qui fixe le glissement, donc la vitesse de rotation, la valeur du rapport de transformation m' limitant la plage de réglage de cette vitesse.

En charge, si on admet que les pertes dans le rotor de la machine asynchrone et dans le pont de diodes sont négligeables devant la puissance restituée à l'onduleur, on a :

$$P_2 = U_d I_d = 2\pi N_s g C \qquad \text{avec :} \qquad U_d = 1{,}35 g m U_L$$

d'où :

$$C = \frac{1{,}35 m U_L I_d}{2\pi N_s}$$

En régime permanent, le couple est proportionnel au courant redressé I_d qui est lui-même proportionnel à la différence entre la tension redressée et la f.c.é.m. engendrée par l'onduleur. Comme cette f.c.é.m. est constante pour un angle d'amorçage donnée et comme le glissement du rotor croît linéairement avec le couple résistant, il résulte que la caractéristique mécanique a l'allure shunt d'un moteur continu à excitation séparée. Pour $C = 0$, on a :

$$g_0 = \frac{N_s - N_0}{N_s} = \frac{m'}{m} \cos \alpha$$

d'où :

$$N_0 = N_s \left(1 + \frac{m'}{m} \cos \alpha\right).$$

Les caractéristiques se déplacent sensiblement en restant parallèles à elles mêmes, ce qui correspond à un bon réglage de vitesse sur le plan technique (fig. IV.9).

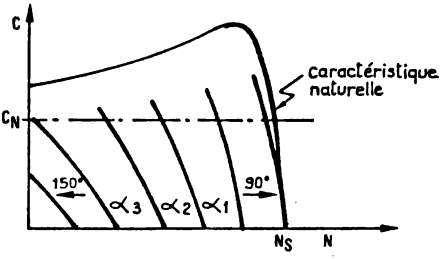


Fig. IV.9 – Caractéristique couple-vitesse de la cascade hyposynchrone.

Dans la réalité, si l'on tient compte du phénomène d'empiètement, on démontre qu'elles sont légèrement plus tombantes dans le domaine des basses vitesses.

IV.2.3. Diagramme du cercle

L'intensité I_L absorbée par fil de ligne est la somme de l'intensité I_1 absorbée par le stator du moteur asynchrone et de l'intensité I'_1 absorbée par l'onduleur.

Le courant absorbé par le stator est le même que s'il s'agissait d'un moteur à contrôle rhéostatique.

Le lieu M de l'extrémité de I_1 est donné par le diagramme du cercle (fig. IV.10). Si l'on adopte le diagramme simplifié, MH représente la puissance électromagnétique soit :

$$MH = P_a \simeq P_e = 2\pi N_s C.$$

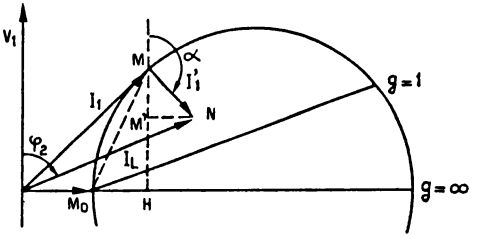


Fig. IV.10 – Diagramme du cercle.

Si l'on suppose que le moteur fonctionne à C_r constant, la puissance électromagnétique est connue. Le glissement étant également connu, on

connaît la puissance de glissement :

$$P_2 = gP_e = g \times MH = MM'.$$

Par ailleurs, on connaît par l'intermédiaire de g, l'angle d'amorçage α. Ainsi est-il possible de construire l'extrémité N de I_2. On constate que le facteur de puissance de la cascade hyposynchrone est plus faible que celui du moteur asynchrone à couple égal. Pour améliorer le facteur de puissance (à couple et glissement constants, donc à M' fixe), il faut, soit augmenter l'angle α, soit diminuer I_2, ce qui revient au même, c'est-à-dire réduire le rapport de transformation m' puisque :

$$g_0 = -\frac{m'}{m} \cos \alpha.$$

Malheureusement, on est limité dans ce domaine, car, comme on l'a expliqué, la valeur minimale de m' est fixée par la plage de vitesse à réaliser.

Remarques :

1) Les puissances apparentes du groupe convertisseur et du transformateur dépendent de la puissance de glissement ($P_2 \simeq gP_n$) qu'elles ont à transmettre, ainsi leur coût est-il d'autant plus élevé que la plage de glissement demandée est plus grande. C'est pourquoi on a souvent intérêt à

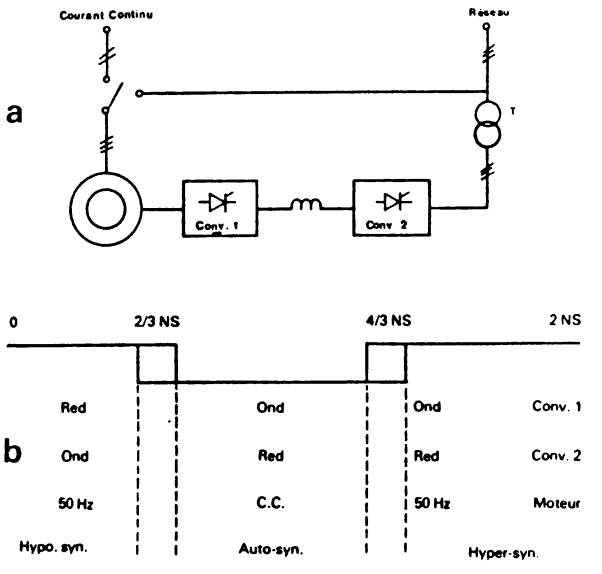


Fig. IV.11 – Double alimentation.
a) Schéma de principe. *b*) Fonctionnement.

utiliser un réglage rhéostatique pour le démarrage du moteur, la cascade hyposynchrone entrant en fonctionnement dès que la vitesse du plus bas régime est atteinte.

2) L'équipement que nous venons d'étudier ne peut fonctionner qu'à des vitesses inférieures au synchronisme.

Pour obtenir des vitesses hypersynchrones, il faut remplacer le pont de diodes par un pont de thyristors. Dans ces conditions, il est possible d'alimenter le rotor du moteur asynchrone par le secteur, les rôles du redresseur et de l'onduleur de la cascade hypersynchrone étant inversés. La puissance de glissement $P_2 = gP_u$ change alors de signe et le glissement devient négatif.

Ce mode de réglage de la vitesse est actuellement peu utilisé en raison du passage au synchronisme qui complique sérieusement le fonctionnement, comme le montre la figure IV.11.

On peut également utiliser un cycloconvertisseur sur le rotor, pour régler en plus ou en moins la fréquence autour du synchronisme. Comme le cycloconvertisseur permet de commander séparément l'amplitude et la phase de la tension qu'il injecte, on peut régler la puissance active et la puissance réactive indépendamment l'une de l'autre, et ceci dans les quatre quadrants (P, Q). Ce principe a trouvé une application dans la compensation de réseaux de chantiers, très faibles, alimentant de grosses machines de génie civil.

CHAPITRE V

RÉGLAGE DE LA VITESSE A FRÉQUENCE ET TENSION VARIABLES

La généralisation du réglage de la vitesse des moteurs alternatifs s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence. Ceci permet, notamment, d'obtenir des caractéristiques couple-vitesse semblables à celles des moteurs à courant continu.

V.1 Moteurs d'induction à cage

V.1.1. Fonctionnement à V_1/f_1 constant

— *Principe :*

Reprenons les équations fondamentales de fonctionnement d'un moteur asynchrone, qu'il soit à bagues ou à cage, et désignons par f_1 la fréquence du stator afin de la distinguer de la fréquence f_2 du rotor. On a :

$$E_2 = gE_{20} = 4{,}44gf_1n_2\phi_M \quad \text{avec :} \qquad n_2 = K_2N_2/2$$
$$Pjr = gP_e = q_2E_2I_2\cos\Psi_2 = 2\pi N_sCg$$

où q_2 désigne le nombre de phases du rotor, et Ψ_2 est le déphasage entre E_2 et I_2. Il en résulte :

$$C = K\phi_MI_2\cos\Psi_2.$$

Dans la pratique on s'arrange toujours pour fonctionner en régime permanent dans la partie stable de la caractéristique, assez loin du couple de décrochage, ce qui donne un faible glissement et un bon rendement ($\eta = 1 - g$). Dans ces conditions, $\cos\Psi_2 \simeq 1$ et l'on a :

$$C \simeq K\phi_MI_2.$$

Pour une machine donnée, on a intérêt à réaliser un couple moteur élevé en absorbant au réseau l'intensité la plus faible possible ($I_1 \simeq I'_2$ si l'on néglige le courant à vide). On a donc avantage à utiliser le flux maximal le plus élevé possible. Toutefois, ce flux ne doit pas être produit par un courant magnétisant excessif : c'est pourquoi on a toujours intérêt à faire travailler les tôles au voisinage du coude de saturation et à assurer un flux maximal constant aux différents régimes de la machine.

Par ailleurs, il est intéressant de noter que beaucoup d'entraînements étant à couple résistant constant, si l'on réalise $\phi_M = \text{Cte}$ on aura :

$$I_1 \simeq I_2 = \text{Cte}.$$

En conséquence, l'échauffement de la machine sera sensiblement le même aux différentes vitesses, si toutefois elle possède un système de ventilation séparée.

Si dans une première approximation, on néglige la résistance d'une phase du stator ainsi que son inductance de fuites, on a :

$$V_1 \simeq E_1 = 4{,}44 f_1 n_1 \phi_M \qquad \text{avec :} \quad n_1 = K_1 N_1 / 2.$$

Donc

$$\boxed{\phi_M = \text{Cte} \longleftrightarrow V_1/f_1 \simeq \text{Cte}.}$$

Caractéristiques :

Si la condition V_1/f_1 est bien réalisée, le couple de décrochage est le même aux différences fréquences puisque $C_M \sim \phi_M^2$ avec $\phi_M = \text{Cte}$. Ainsi, dans leur partie utile obtient-on une famille de droites sensiblement parallèles, ce qui correspond à un très bon réglage de la vitesse sur le plan technique (fig. V.1).

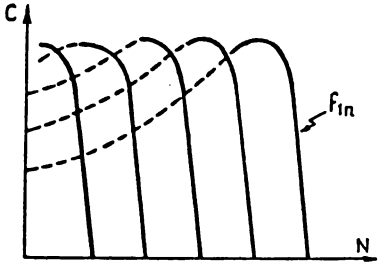


Fig. V.1 – Caractéristique couple-vitesse.

Diagramme du cercle :

Sachant que la condition $V_1/f_1 = \text{Cte}$ est réalisée, nous allons représenter le diagramme précis du cercle pour deux fréquences distinctes : d'une part, la fréquence nominale f, d'autre part, une fréquence plus faible f'. Si l'on pose $f' = pf$ (avec $p < 1$), on a : $V' = pV$.

Écrivons les relations fondamentales du moteur asynchrone pour ces deux fréquences, il vient :

A la fréquence f :

$$V_1 = (R_1 + jL_1\omega)I_1 + jM\omega I_2$$
$$0 = (R_2 + jgL_2\omega)I_2 + jgM\omega I_1.$$

Remplaçons maintenant ω par $p\omega$, et gardons g constant. A la fréquence f' en divisant les deux membres des équations précédentes par p on obtient :

$$V_1 = \frac{V_1'}{p} = \left(\frac{R_1}{p} + jL_1\omega\right)I_1 + jM\omega I_2$$
$$0 = \left(\frac{R_2}{p} + jgL_2\omega\right)I_2 + jgM\omega_1 I_1$$

Ainsi peut-on considérer que la tension d'alimentation et les réactances ne varient pas, tandis que les résistances sont inversement proportionnelles à la fréquence.

Représentons à nouveau le cercle d'impédance pour la pulsation ω. On a :

$$Oa = \sigma L_1\omega, \qquad Ob = L_1\omega, \qquad aA = R_1.$$

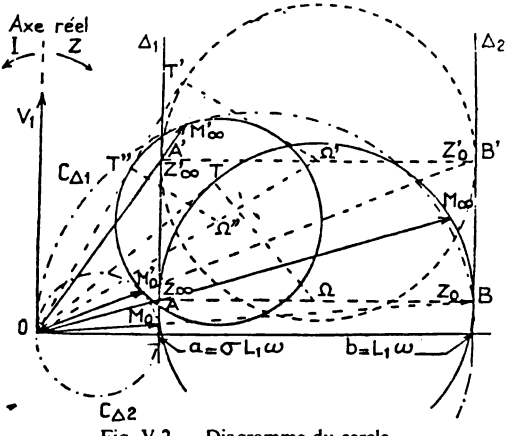


Fig. V.2 – Diagramme du cercle.

Pour la pulsation $\omega' = p\omega$, les points a et b sont inchangés (fig. V.2) tandis que $aA' = R_1/p = aA/p$. Ainsi le cercle subit-il une translation en demeurant de même dimension, les lieux des extrémités A et B de son diamètre étant les deux perpendiculaires Δ_1 et Δ_2 élevées aux points a et b.

Si l'on effectue une inversion en adoptant comme rapport k d'inversion, la puissance de 0 par rapport au cercle Ω (soit : $V = V_0 = K$), le cercle Ω

d'impédance peut servir de diagramme des courants pour les alimentations à la fréquence f. Si l'on conserve la même puissance d'inversion, l'inverse du cercle Ω' donne un nouveau cercle qui représente le diagramme des courants à la fréquence f'. Il est à noter que tous les cercles de courant correspondant à différentes valeurs de p sont tangents aux deux cercles $C\Delta_1$ et $C\Delta_2$, respectivement inverses des droites Δ_1 et Δ_2, les points de tangence correspondant aux deux valeurs particulières suivantes du glissement : $g = 0$ et $g = \infty$.

Il est intéressant de remarquer qu'aux fréquences élevées voisines de la fréquence nominale, la résistance du stator joue un rôle négligeable par rapport aux réactances; aussi les lieux des courants sont-ils peu modifiés. En revanche aux fréquences basses, la résistance prenant de plus en plus d'importance, les diamètres des cercles deviennent de plus en plus faibles. Dans la pratique, la saturation magnétique intervient souvent aux fréquences basses, ce qui entraîne des déformations du diagramme.

Performances aux fréquences basses :

Comme on vient de le montrer par le diagramme des courants, les performances aux fréquences basses à $V_1/f_1 = \text{Cte}$ ne sont pas bonnes en raison des résistances des enroulements qui prenent de plus en plus d'importance.

En effet, quand la fréquence diminue, les réactances de fuites diminuent proportionnellement à la fréquence, mais les résistances demeurent constantes. Ainsi, la chute de tension $R_1 I_1$ dans la résistance du stator, n'est-elle plus négligeable par rapport à la tension d'alimentation qui, elle aussi, a diminué proportionnellement à la fréquence. Dans ces conditions, il n'est plus possible d'accepter la relation approchée $V_1 \simeq E_1$, relation nécessaire pour que le flux maximal demeure constant.

V.1.2. Fonctionnement à V_1/f_1 constant Étude théorique

Reprenons l'expression générale du couple (par I.6), on a :

$$C = K \frac{R'_2/g}{(N_1\omega)^2 + (R_2/g)^2} \qquad \text{avec :} \qquad K = \frac{q_2 V_1^2}{2\pi N_s}.$$

Si l'on désigne par f_1 et f_2 les fréquences respectives des enroulements primaire et secondaire, on a

$$N_s = f_1/p, \qquad \omega = 2\pi f_1, \qquad f_2 = g f_1$$

d'où :

$$C = \frac{q_2 V_1^2 R'_2 g}{2\pi N_s[(gN_1\omega)^2 + R_2'^2]} = \frac{p q_2 V_1^2 R'_2 f_2}{2\pi f_1^2[(2\pi N_1 f_2)^2 + R_2'^2]}$$

Comme le quotient V_1/f_1 est constant, il vient :

$$\boxed{C = \frac{\lambda R'^2}{4\pi^2 N_1^2 f_2 + R_2'^2/f_2}} \quad \text{avec :} \quad \alpha = \frac{V_1}{f_1}, \qquad \lambda = \frac{q_2 p \alpha^2}{2\pi}.$$

On peut alors représenter la courbe $C = \varphi(f_2)$. Le dénominateur est formé d'une somme de deux termes dont le produit $4\pi^2 N_1^2 R_2'^2$ est constant : aussi cette somme est-elle minimale quand ces termes sont égaux. Dans ces conditions, le couple est maximal, soit :

$$\boxed{f_{2M} = R'/2\pi N_1, \qquad C_M = \lambda/4\pi N_1.}$$

Cette caractéristique (fig. V.3) est universelle car elle est valable pour toutes les fréquences statoriques, aussi bien pour le fonctionnement en moteur (fréquences rotoriques positives) que pour le fonctionnement en générateur (fréquences rotoriques négatives).

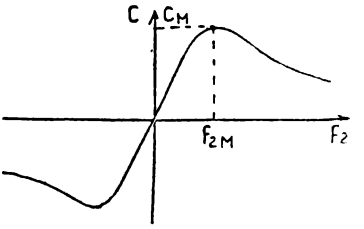


Fig. V.3 – Couple en fonction de la fréquence rotorique.

Dans la pratique, on s'efforce de fonctionner dans la partie rectiligne de la caractéristique avec une fréquence rotorique suffisamment éloignée de la fréquence de décrochage f_{2M} ($f_2 \ll f_{2M}$) ce qui donne la relation approchée : $C \sim \lambda f_2$.

Par ailleurs comme à V_1/f_1 constant le flux maximal est constant (par V.1), on arrive à cette conclusion importante :

Avec un flux maximal constant et avec un faible glissement, le couple moteur est proportionnel à la fréquence des courants rotoriques.

Il est alors possible de faire fonctionner une machine à différentes vitesses en assurant cette double condition :

$$f_2 = \text{Cte}, \qquad \phi_M = \text{Cte}.$$

Cette méthode comporte certains avantages, comme nous allons le montrer :

a) Pour une fréquence f_1 donnée, la vitesse demeure constante si l'on néglige les pertes par frottement et ventilation.

Reportons-nous à l'expression générale du glissement :

$$f_1 - N_e = g f_1, \qquad \text{avec :} \quad N_e = pN.$$

On constate que la machine fonctionne en moteur si le glissement est positif et

en générateur si celui-ci est négatif; ainsi le passage d'un état à l'autre est-il obtenu par un simple changement de signe de la fréquence, à savoir :

$$f_1 - N_e = \pm f_2.$$

b) Si f_2 et ϕ_M sont maintenus constants, le courant I_2 est également constant en vertu de la relation :

$$I_2'^2 = \frac{V_1^2}{(N_1\omega)^2 + (R_2'/g)^2} \simeq g^2 \frac{V_1^2}{R_2'^2} \quad \text{pour les faibles glissements}$$

soit :

$$I_2' = \frac{gV_1}{R_2'} = \frac{\alpha f_2}{R_2}, \qquad \text{avec :} \quad \alpha = \frac{V_1}{f_1}.$$

Dans ces conditions, le moteur ainsi que le convertisseur fonctionnent à intensité constante, ce qui représente des conditions idéales.

Réalisation pratique

Étant donné que l'on a un double contrôle à assurer (f_2 = Cte, ϕ_M = Cte), on doit faire appel à des systèmes bouclés. Il est alors intéressant de noter que si la mesure d'un flux est possible, grâce à l'effet Hall, c'est cependant une opération délicate que l'on peut éviter par l'artifice suivant :

comme on a montré que la double condition précédente avait pour conséquence I_1 = Cte, il est évident que si l'on réalise la nouvelle condition (f_2 = Cte, I_1 = Cte), on aura réalisé également ϕ_M = Cte.

V.1.3. Fonctionnement au-delà de la vitesse de base

Il est intéressant de représenter également la famille de caractéristiques obtenues à fréquence variable, mais à tension d'alimentation constante (fig. V.4). Lorsque la fréquence diminue, le flux dans l'entrefer et, par suite le

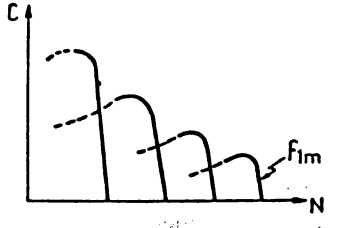


Fig. V.4 – Caractéristiques couple-vitesse au-dessus de la fréquence nominale, à tension constante.

couple de décrochage, augmentent. Cette augmentation du flux est en réalité atténuée par les phénomènes de saturation; elle a toutefois pour effet une augmentation importante des pertes fer. Le mode de fonctionnement qui

nécessite une machine spécialement conçue sur le plan de son circuit magnétique est intéressant pour un entraînement qui nécessite un couple élevé aux faibles vitesses, ce qui est le cas pour un entraînement à puissance constante :

$$Pr = \text{Cte}, \qquad Cr \sim 1/N.$$

A puissance constante la tension doit augmenter au prorata de la diminution de la composante du flux d'entrefer. En pratique on fonctionne à tension constante, au delà de la vitesse de base, ce qui rend le contrôle plus simple.

Fonctionnement à couple constant et à puissance constante :

Comme on l'a montré, le moteur développe un couple constant et élevé à toutes les vitesses, couple qui est fixé par le flux maximal et par la fréquence du courant rotorique.

Dans ces conditions, la tension V_1 augmente linéairement avec la fréquence, l'entraînement ainsi réalisé étant à couple constant.

Mais la tension V_1 ne peut pas dépasser une certaine tension nominale V_n qui est imposée par le moteur et par les semiconducteurs.

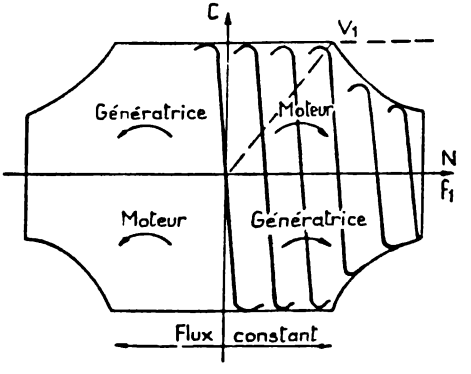


Fig. V.5 – Caractéristiques couple-vitesse d'un moteur d'induction.

Cependant, on peut au-dessus de cette vitesse de base envisager une nouvelle bande de vitesse qui correspondrait à une alimentation à tension constante ($V_1 = V_n = \text{Cte}$). Dans ces conditions on a (§ V.1.2.) :

$$C = \frac{pq_2 V_1^2 R'_2 f_2}{2\pi f_1^2[(2\pi N_1 f_2)^2 + R'^2_2} \simeq \frac{pq_2 V_1^2 f_2}{2\pi f_1^2 R'_2}$$

car on fonctionne dans la partie rectiligne de la caractéristique. Comme la

tension V_1 est constante, il vient :

$$C = K\frac{f_2}{f_1^2} \qquad \text{avec :} \quad K = \frac{pq_2V_1^2}{2\pi R_2'}.$$

Si on augmente linéairement f_2 avec f_1 on a :

$$\boxed{C = K'/f_1} \quad \text{avec :} \quad \frac{f_2}{f_1} = \beta, \qquad K' = K\beta.$$

En conclusion, on retrouve, comme avec les moteurs à courant continu, deux modes de fonctionnement qui se font suite : « à flux maximal » (ou à couple constant) et « à flux réduit » (ou à puissance quasi constante).

V.2 Moteurs synchrones

Le moteur synchrone présente deux caractéristiques remarquables, qui sont : l'absence de glissement et la présence d'une force électromotrice existant même en l'absence de courant dans le stator. La première caractéristique permet d'obtenir des vitesses rigoureuses à partir d'horloges électroniques (oscillateur à quartz par exemple) ou de réaliser des entraînements multimoteurs avec des vitesses ou des rapports de vitesse rigoureusement identiques. La deuxième caractéristique permet d'utiliser des convertisseurs à commutation naturelle par la machine.

V.2.1. Réglage de la tension et de la fréquence statoriques

Un convertisseur de fréquence placé entre le réseau d'alimentation et le moteur (ou les moteurs s'il s'agit d'un entraînement multimoteurs) règle, à la demande de la régulation, la tension et la fréquence suivant une loi $U/f = \text{Cte}$, avec une correction de la tension pour compenser les chutes à bas régime. On a donc l'équivalent d'un réseau à tension et fréquence variables.

On utilise fréquemment pour ce type de commande des moteurs à aimant permanent, ou des moteurs à réluctance variable que l'on fait fonctionner à ϕ_M constant, soit :

$$V_1/f_1 = \text{Cte}.$$

Rappelons que le moteur à réluctance variable est basé sur la tendance d'un matériau ferromagnétique à s'orienter dans la direction d'un champ magnétique (fig. V.6). Si le stator crée un champ magnétique tournant, le rotor a tendance à orienter son axe dans une position pour laquelle la réluctance offerte au flux du stator est minimale; ainsi, le rotor a-t-il tendance à tourner à la vitesse de synchronisme.

Le rotor possède, en plus de ces deux pôles saillants, une cage d'écureuil; ainsi peut-il démarrer comme un moteur asynchrone, pour ensuite s'accrocher à la vitesse de synchronisme. De même, en marche normale, si la charge est trop élevée, il peut décrocher du synchronisme pour fonctionner à nouveau en moteur asynchrone.

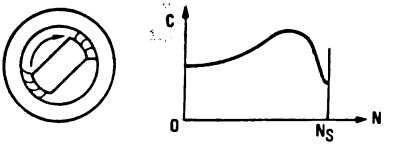


Fig. V.6 – Moteur à réluctance variable.

En effet, considérons une machine à courant continu classique à deux pôles qui ne comporterait que trois lames au collecteur (fig. V.7 *a*). Nous la supposons, pour simplifier avec un enroulement en anneau, l'enroulement classique en tambour étant de représentation plus compliquée. Quand on entraîne cette machine par une moteur auxiliaire à la vitesse $\omega = 2\pi N$, on sait que la f.é.m. induite est maximale quand les balais sont calés sur la ligne neutre, c'est-à-dire sur une ligne perpendiculaire à la ligne nord-sud des pôles inducteurs. Cette f.é.m. a pour valeur $E_0 = Nn\phi$ si n désigne le nombre de brins actifs, tandis que ϕ désigne le flux utile par pôle, c'est-à-dire le flux maximal qui traverse une spire formée de deux brins actifs diamétraux. Cette f.é.m. diminue quand on décale les balais d'un angle α par rapport au sens de rotation; elle a alors pour valeur : $E = E_0 \cos \alpha$. Il est intéressant de représenter, d'une part les f.é.m. induites dans les différentes phases qui

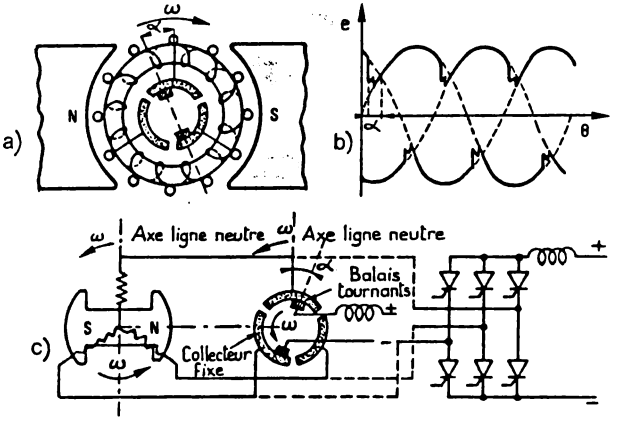


Fig. V.7 – Analogies entre le moteur continu et le moteur synchrone.

constituent un système triphasé; d'autre part, la tension recueillie entre les balais, qui est à tout instant la différence entre l'enveloppe supérieure et l'enveloppe inférieure (fig. V.7*b*). On constate que pour un retard à la commutation α, la valeur moyenne de la f.é.m. redressée diminue. Par ailleurs, il existe un petit décrochage dans la tension redressée; décrochage qui est dû au phénomène d'empiètement lors du passage d'une lame du collecteur à une autre lame. En définitive, les courants induits dans une dynamo sont des courants alternatifs, courants qui sont ensuite redressés par l'artifice du collecteur.

Les courants alternatifs induits dans une dynamo étant dus au déplacement d'un enroulement induit par rapport à deux pôles qui sont fixes, on obtiendra le même résultat si cet induit est fixe et si les deux pôles tournent en sens inverse du sens précédent. Pour simplifier, au lieu de représenter l'enroulement induit en triangle, comme dans la dynamo précédente, on peut le représenter en étoile (fig. V.7*c*). On peut alors relier les extrémités de ces trois phases à trois lames de collecteur.

Mais ce collecteur sera fixe, car il est solidaire de l'induit et sur ce collecteur frotteront deux balais qui seront mobiles, car ils sont solidaires de l'inducteur. De plus, ils seront soigneusement calés par rapport à cet inducteur sur une direction perpendiculaire, si l'on souhaite recueillir la f.é.m., maximale, ou sur une direction en retard de α si on veut obtenir une f.é.m. réduite.

On retrouve, dans ce mode d'alimentation, les problèmes de stabilité rencontrés dans le fonctionnement classique sur le réseau et propres au moteur synchrone. En cas de surcharge ou de variation trop rapide de la tension ou de la fréquence de l'alimentation, la roue polaire de la machine se décale par rapport au flux résultant des ampères-tours rotor et stator et, si l'angle relatif atteint 90°, le moteur décroche.

Les convertisseurs de fréquence utilisés peuvent être, soit des cycloconvertisseurs à commutation naturelle par le réseau d'alimentation (§ IV.1), soit des onduleurs autonomes de tension à commutation forcée (§ V.1, 2 et 3).

V.2.2. Réglage autosynchrone ou moteur autopiloté

L'idée de machine autopilotée vient de l'étude des propriétés du collecteur. En effet, dans une machine à courant continu, le collecteur mécanique assure la fonction du changement de fréquence de manière à maintenir l'égalité des fréquences de rotation mécanique et des courants dans l'induit. Il assure deux fonctions : conversion de la fréquence du courant de la source en fréquence des courants de l'induit et asservissement entre les fréquences du champ induit et du champ inducteur. Pratiquement, le système collecteur-balais est remplacé par un convertisseur statique de fréquence.

La machine synchrone autopilotée fonctionne selon un principe assimilable à celui de la machine à courant continu. La commutation n'est plus effectuée par le passage de lames de cuivre devant les balais, mais par des semiconducteurs, tandis que l'asservissement en fréquence est assuré par les circuits de commande de ces semiconducteurs, à partir d'un signal de position du rotor ou de la phase de la tension de la machine. Il y a ainsi correspondance entre les flux d'excitation et d'induit, comme dans la machine à courant continu. C'est donc bien la machine qui s'autopilote. Cette solution écarte tout risque de décrochage; tout ralentissement de la vitesse, lent ou brusque, conduit automatiquement à une diminution correspondante de la fréquence des courants d'alimentation. La fréquence reste donc toujours parfaitement synchrone de la vitesse. L'ensemble convertisseur-machine synchrone se

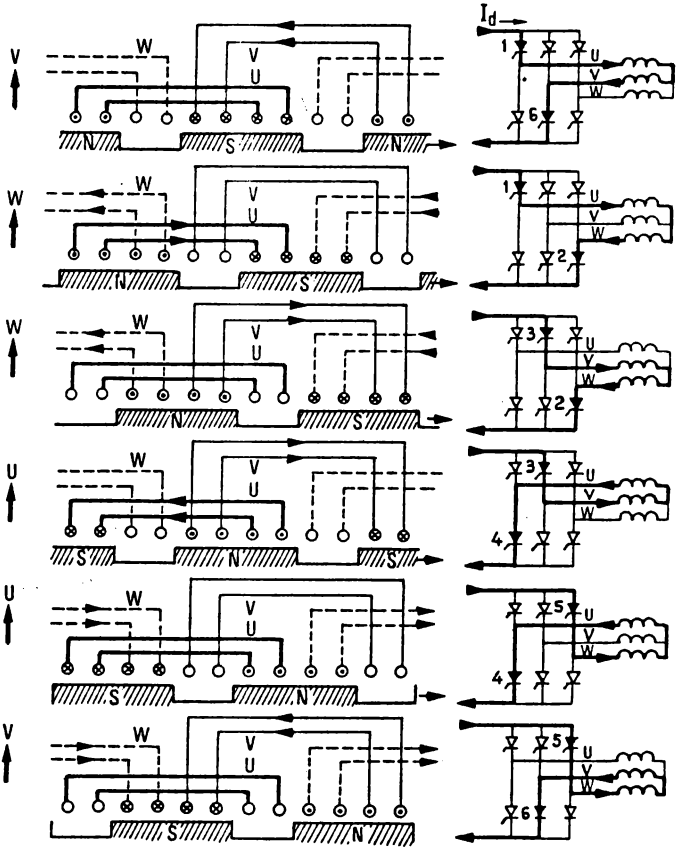


Fig. V.8*a* — Principe de fonctionnement d'un moteur synchrone autopiloté.

comporte, à de nombreux points de vue, comme un moteur à courant continu alimenté par redresseur ou par hacheur. La fréquence d'alimentation de la machine synchrone devient ici un paramètre secondaire : le couple moteur ou celui de freinage se déterminent, compte tenu de l'excitation et des angles de pilotage, à partir du courant continu que reçoit le commutateur statique de courant qui remplace le collecteur du moteur à courant continu. Cette analogie avec le moteur à courant continu vaut parfois à cette solution le nom de moteur sans collecteur.

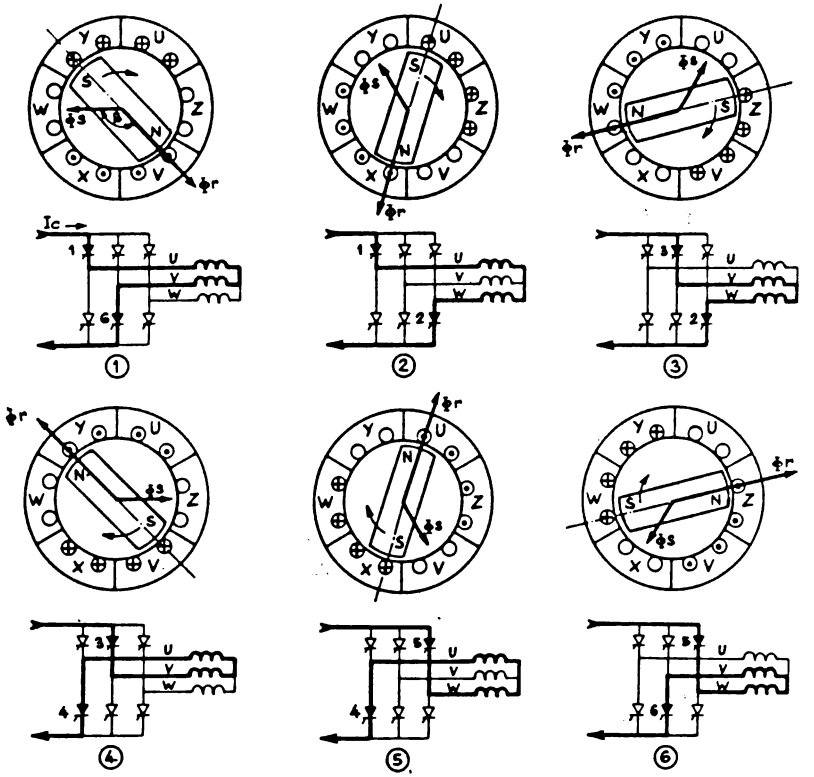


Fig. V.8*b* Principe de fonctionnement d'un moteur synchrone autopiloté.

Dans ces conditions, une dynamo à courant continu peut être remplacée par un ensemble qui comporte un moteur synchrone, un dispositif de commutation et un détecteur de position relative rotor-stator. Elle peut fonctionner soit comme générateur à courant continu, soit comme moteur à courant continu alimenté par un redresseur ou un hacheur de courant. La figure V-8*b* montre la relation entre la position du rotor et les thyristors du pont onduleur.

En résumé, la machine est une machine synchrone du point de vue de sa construction. Mais, du point de vue fonctionnement, elle doit être considérée comme une machine à courant continu non compensée qui aurait un collecteur électronique.

L'alimentation de la machine peut se faire, soit par convertisseurs directs : cycloconvertisseurs commutés par le réseau (§ VI-1) ou cycloconvertisseurs à commutation mixte (réseau et machine (§ VI-2)); soit par convertisseurs indirects : redresseur-onduleur ou hacheur-onduleur. Lorsque le convertisseur est commuté par la machine, celle-ci est surexcitée pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la commutation.

V.3 Différents types de convertisseurs de fréquence

La commande électronique des moteurs alternatifs à fréquence variable fait appel à de nombreux types de convertisseurs. On peut y trouver, selon le type du moteur, la nature de la source d'alimentation, le mode de réglage et les caractéristiques recherchées, des convertisseurs très différents.

On distinguera, toutefois, deux grandes familles :

- les convertisseurs directs,
- les convertisseurs indirects.

V.3.1. Convertisseurs directs

Ceux-ci transforment directement la tension du réseau (ou d'une source alternative autonome) en une tension ou un courant d'amplitude et de fréquence variables. Ce sont *les cycloconvertisseurs*. Ils sont plus *généralement à commutation naturelle*. Il est toutefois possible de les réaliser à commutation forcée.

En commutation naturelle, on distingue deux types de cycloconvertisseurs :

a) les cycloconvertisseurs commutés par le réseau, pour lesquels la fréquence de sortie ne peut être qu'inférieure à celle d'entrée (pour les montages courants $f_s \leqslant f_e/3$. Ils peuvent alimenter des moteurs asynchrones ou synchrones.

b) les cycloconvertisseurs commutés par la charge et, au besoin, par le réseau dans une partie de la plage de fonctionnement. Ils sont uniquement utilisés avec des machines synchrones surexcitées. La fréquence secondaire (celle de la machine) peut dépasser la fréquence du réseau sans difficulté.

Les cycloconvertisseurs à commutation forcée ne sont pas non plus limités en fréquence de sortie par la fréquence d'entrée.

V.3.2. Convertisseurs indirects

– Il s'agit d'une double conversion : le convertisseur comporte un étage à courant continu intermédiaire. On a donc, en tête, un redresseur, commandé ou non; au milieu, un étage à courant continu; et, du côté machine, un commutateur qui est un onduleur à commutation forcée ou naturelle, suivant le type de la machine alimentée (asynchrone ou synchrone). Bien entendu, dans le cas d'une alimentation en courant continu, le réglage se fera par un hacheur.

On distingue deux modes d'alimentation de la machine :

1. tension imposée,
2. courant imposé.

– Ils réalisent toujours au moins trois fonctions : variation de la fréquence, réglage de la tension ou du courant, et commutation du courant dans les bobinages du ou des moteurs commandés.

– En outre, le système de commande a également un rôle de protection, en ce sens qu'il limite l'intensité du courant à une valeur tolérable par les semiconducteurs et par la machine.

La classification suivante peut être adoptée :

– redresseur-commutateur de tension ou onduleur à tension continue d'entrée variable,
– hacheur-commutateur de tension,
– onduleur à modulation de largeur d'impulsions,
– onduleur à couplage polygonal ou à ponts décalés,
– redresseur-commutateur de courant,
– hacheur-commutateur de courant,
– redresseur-onduleur (machines synchrones).

Nota

1. Pour simplifier, nous dirons « redresseur-commutateur » pour la commutation forcée, et « redresseur-onduleur » pour la commutation naturelle.

2. Dans les schémas à commutation forcée, lorsque les circuits auxiliaires de désamorçage des thyristors ne sont pas représentés, la commutation forcée sera symbolisée par deux traits de gâchette sur les thyristors.

CHAPITRE VI

CONVERTISSEURS DIRECTS

VI.1 Les cycloconvertisseurs à commutation naturelle par le réseau d'alimentation

VI.1.1. Principe

Pour les entraînements réversibles de moteurs à courant continu, on utilise deux ponts à thyristors montés en antiparallèle (fig. VI.1 *a*), voir l'ouvrage « *Commande électronique des moteurs à courant continu* » chapitre V. Si l'on applique à ce convertisseur double une commande alternative ($\pm$), qui peut être une référence de tension ou une référence de courant, sa tension et son courant de sortie seront également alternatifs. Si cette commande est sinusoïdale, on aura une tension de sortie également sinusoïdale. En fait, comme tout redresseur, ce convertisseur travaille par échantillonnage; en conséquence, la référence sinusoïdale n'entraîne pas une tension de sortie ayant exactement la même forme (fig. VI.1 *b*). L'échantillonnage est d'autant meilleur que la fréquence de sortie est plus faible; pratiquement, en triphasé, le cycloconvertisseur limite l'excursion de la fréquence de sortie entre 0 et $f_e/3$ (f_e = fréquence d'entrée).

En somme, en modulant la position des instants d'amorçage des thyristors, on obtient une tension de sortie qui varie, en amplitude et en fréquence, comme le signal de référence. Quand un des ponts est conducteur, il est redresseur si le courant et la tension sont de même signe, et onduleur s'ils sont de signes opposés.

La figure VI.1 *b* montre la tension et le courant pour une phase de cycloconvertisseur à indice de pulsation 6; le courant est lissé par la constante de temps de la charge. Sur les deux diagrammes, la tension de sortie est représentée pour sa valeur de réglage maximal ($r = 1$) possible avec une

référence sinusoïdale. On remarque que le fonctionnement est modifié par le cosinus φ de la charge. Sur charge inductive au cours de chaque période de la tension de sortie, chacun des convertisseurs doit fonctionner alternativement en redresseur et en onduleur (fig. VI.1 *c*) : ici de t_0 à t_1, le pont 1 fonctionne en redresseur (*u* et *i* positifs), de t_1 à t_2, il fonctionne en onduleur (*i* positif et *u* négatif), de t_2 à t_3, on opère le changement de pont, de t_3 à t_4, le pont 2 est en redresseur (*u* et *i* positifs), et, enfin, de t_4 à t_5, le pont 2 est onduleur (*u* positif et *i* négatif). Il y a échange d'énergie entre la source et la charge dans les deux sens. L'énergie active consommée par la charge est la différence entre l'aire positive et l'aire négative. La figure VI.2 montre l'échange d'énergie au cours d'une période.

Il faut bien noter que, si la puissance active est toujours conservative, cela n'est pas vrai de la puissance réactive, dans les circuits à liaisons variables.

Comme on vient de le voir, par essence, le cycloconvertisseur est réversible, il peut opérer dans les quatre quadrants du plan courant/tension.

Le but recherché est d'obtenir une tension, à la sortie du cycloconvertisseur, qui se rapproche d'une sinusoïde et celà à tension et fréquence variables.

On sait que, pour chaque demi-période, on a :

– pour le redresseur $U_d = \hat{U}_e \dfrac{2p}{\pi} \sin \dfrac{\pi}{p} \cos \alpha_+$;

– pour l'onduleur $\hat{U}_d = \hat{U}_e \dfrac{2p}{\pi} \sin \dfrac{\pi}{p} \cos \alpha_-$ $\hat{U}_e$ étant la tension crête d'alimentation et p le nombre de phases. On veut en sortie une tension :

$$u = U_s \cos \omega_s t$$

qui doit correspondre à tout moment à la valeur moyenne exprimée ci-dessus. On trouve donc, en faisant $u = U_d$:

$$\cos \alpha_+ = \cos \alpha_- = \frac{U_s}{\hat{U}_e} \cdot \frac{\pi}{2p \sin \dfrac{\pi}{p}} \cos \omega_s t.$$

On sait également que le fonctionnement en onduleur nécessite un angle de garde, le déphasage en onduleur est limité à $\alpha_M = \pi - \beta_M$, donc la tension maximale de crête ne peut être égale qu'à :

$$U_s = \hat{U}_e \frac{2p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha_M.$$

Jusque là nous avons raisonné sur une phase. Bien entendu, pour la commande de moteurs alternatifs, on réalise des cycloconvertisseurs triphasés, composés de trois convertisseurs réversibles dont les commandes sont déphasées entre elles de 120°, comme nous le verrons plus loin.

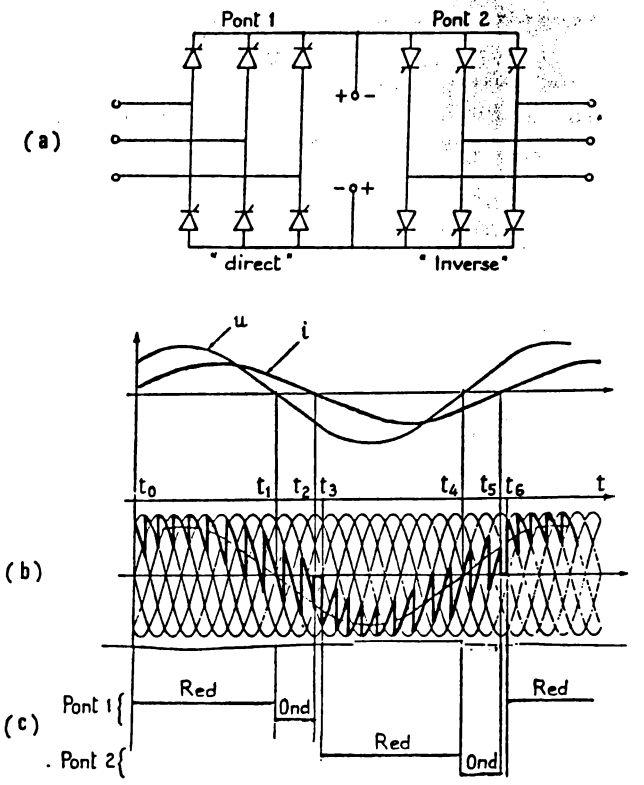


Fig. VI.1 – Principe du cycloconvertisseur monophasé.

a) Schéma. *b*) Formes d'ondes.

c) Mode de fonctionnement des ponts à thyristors.

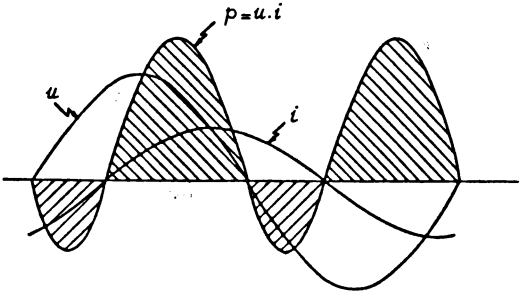


Fig. VI.2 – Tension, courant et puissance instantanés pour une phase de cycloconvertisseur alimentant une charge inductive.

VI.1.2. Mode de commande

Comme les convertisseurs réversibles, utilisés pour la commande des moteurs à courant continu, les cycloconvertisseurs peuvent fonctionner de deux manières différentes, avec ou sans courant de circulation (1).

a) *Montage dit « à circulation de courant »*

Le principe consiste à appliquer en permanence les impulsions de commande sur les thyristors des deux ponts, quel que soit le signe du courant de sortie sachant que l'on a toujours, dans la plage de contrôle de phase, $\alpha_+ + \alpha_- = \pi$. Si, pour une valeur nulle du signal de référence ou de commande, les deux ponts sont « calés » à 90°, on dira que la circulation de courant est naturelle et on sera conduit à limiter le courant de circulation par une inductance relativement grosse (calculée par exemple pour limiter le courant de circulation au dixième du courant nominal). Cette solution donne le minimum de distorsion, due à la commande, sur le courant de sortie, car elle n'introduit aucune autre non-linéarité que celle propre aux redresseurs (voir § VI.3).

On peut artificiellement diminuer le courant de circulation, voire l'annuler, en repoussant le point de calage des impulsions, à commande nulle, de 90° vers 140°. On gagne alors sur le dimensionnement des inductances de limitation, qui, à la limite, sont nulles, au détriment d'une déformation du courant de charge, puisque cette zone morte dans la commande va introduire une zone à courant nul.

b) *Montage avec « logique d'inversion »*

Nous venons de voir que, si l'on tente de diminuer ou de supprimer le courant de circulation, on introduit un palier nul sur le courant de sortie.

Une autre solution consiste à n'avoir, à chaque instant, qu'un pont, et un seul, en conduction. Le choix du groupe de thyristors qui doit conduire est fait par un circuit logique d'inversion à partir du signe de la référence et de celui du courant. La conduction ou le blocage des ponts est assuré par l'application ou la suppression des impulsions de commande. Bien entendu, pour éviter un défaut de conduction entre ponts, on introduit une temporisation entre l'instant de blocage d'un pont et le déblocage de l'autre, au moins égale à l'intervalle de temps qui sépare deux tensions d'alimentation :

$$\frac{T \text{ (période de la tension d'alimentation)}}{m \text{ (indice de pulsation du montage)}}.$$

(1) Pour plus de détail sur ces modes de commande, nous renvoyons le lecteur à l'ouvrage : *Commande électronique des moteurs à courant continu.*

En conséquence, on aura, là aussi, un palier nul sur le courant de sortie, moins important toutefois que dans un système à bande morte qui voudrait supprimer totalement le courant de circulation.

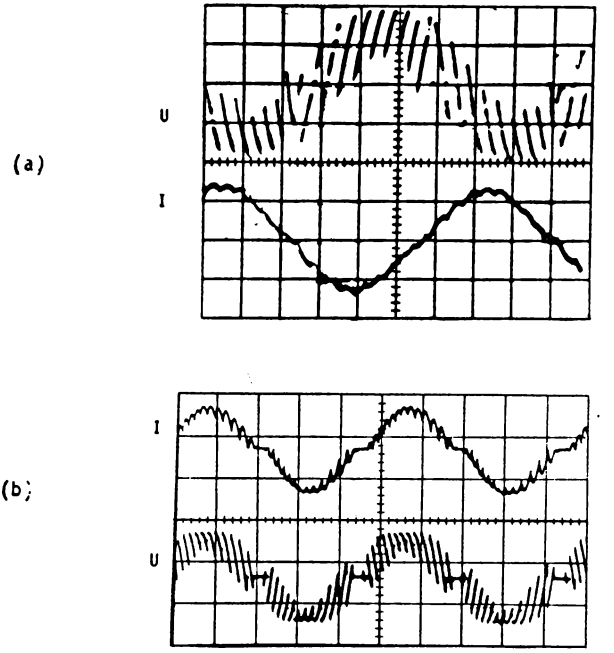


Fig. VI.3 – Tension et courant obtenus
avec un cycloconvertisseur d'indice de pulsation 6
a) Montage avec circulation de courant. *b*) Montage avec logique d'inversion.

La figure VI.3 montre la tension et le courant obtenus avec un cycloconvertisseur de pulsation 6 dans le cas de circulation de courant et de logique d'inversion.

VI.1.3. Schémas et dimensionnement

De nombreux schémas, plus ou moins complexes selon les caractéristiques requises, sont réalisables. Plus le nombre de phases d'alimentation est grand, plus la plage de fréquence secondaire est élevée, et pour une valeur donnée de cette fréquence, plus la neutralisation des harmoniques est efficace. Naturellement, plus il y a de phases, plus le nombre de thyristors est élevé et plus la complexité des circuits de commande est grande. En pratique, pour la commande des moteurs, on utilise des

cycloconvertisseurs triphasés à indice de pulsation 6 pour les moyennes et grandes puissances, et à indice de pulsation 3 pour les faibles puissances.

A titre d'exemple, nous donnerons ici les trois schémas suivants dans lesquels sont représentées des inductances de limitation du courant de circulation, qui ne sont pas nécessairement utilisées (voir modes de commande).

1) *Montage triphasé en pont (six pulsations) avec charges isolées*

Le schéma est montré figure VI.4. L'alimentation est commune aux trois ponts, ce qui impose des sorties isolées. Les trois enroulements de la machine sont séparés, ce qui est généralement facile à faire. Le transformateur n'est nécessaire que dans la mesure où une adaptation de la tension d'alimentation à celle de la machine s'impose. Les inductances représentées ne sont, bien entendu, pas nécessaires si le mode de commande choisi n'engendre pas de courant de circulation.

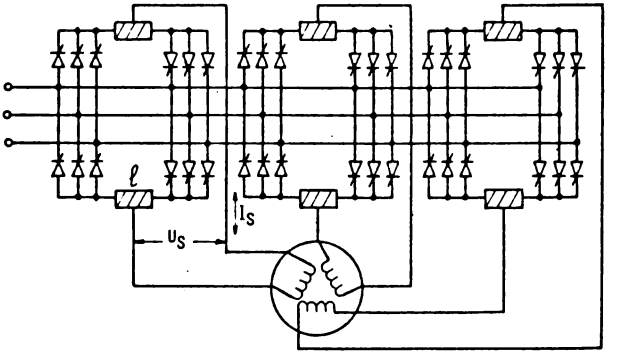


Fig. VI.4 – Cycloconvertisseur à indice de pulsation 6, montage à phases séparées.

Aux bornes de chaque sortie, la tension efficace maximale vaut :

$$U_{s1\,max} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{es} \quad (U_{es} = \text{tension simple d'alimentation}).$$

Pour une charge triphasée de facteur de puissance unitaire, le dimensionnement est le suivant :

Profondeur de réglage	*Facteur de puissance à l'entrée*	*Puissance apparente*
$r = 1$	0,843	1,21 $(3 . U_{s1\,max} . I_{s1})$
$r = 0{,}1$	0,078	1,32 $(3 . U_{s1\,max} . I_{s1})$

2) *Montage triphasé en pont (six pulsations) avec charges non isolées*

La figure VI.5 représente le montage. On remarque que, cette fois, la charge a un point commun, ce qui explique la nécessité d'avoir trois alimentations isolées, ou plus précisément ici un transformateur à trois secondaires. Comme précédemment, les inductances ne sont nécessaires que s'il y a courant de circulation. La tension efficace maximale d'utilisation entre phase et neutre vaut :

$$U_{s1} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{es}$$

(U_{es} = tension simple d'un secondaire du transformateur d'alimentation).

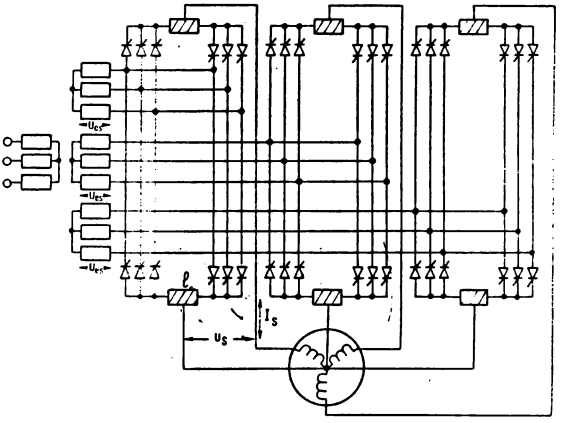


Fig. VI.5 – Cycloconvertisseur à indice de pulsation 6, montage à phases reliées.

Pour une charge triphasée de facteur de puissance unitaire, le dimensionnement du transformateur est :

r	*Facteur de puissance à l'entrée*	*Primaire*	*Secondaire*
1	0,843	1,21 ($3 . U_{s1} . I_{s1}$)	1,48 ($3 . U_{s1} . I_{s1}$)
0,1	0,078	1,32 ($3 . U_{s1} . I_{s1}$)	1,48 ($3 . U_{s1} . I_{s1}$)

3) *Montage triphasé simple (trois impulsions) avec charges non isolées*

Comme le montre la figure VI.6, ce montage comprend trois ensembles réversibles triphasés, simple voie. Ce schéma convient pour les faibles puissances, il ne nécessite plus que 18 thyristors. Là encore, la remarque concernant les inductances s'applique. La tension efficace maximale de sortie

entre phase et neutre vaut ici :

$$U_{s1} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{es}$$

et, dans les mêmes conditions, on a le dimensionnement suivant :

r	*Facteur de puissance*	*Puissance apparente*
1	0,843	1,32 ($3 . U_{s1\,max} . I_{s1}$)
0,1	0,078	1,32 ($3 . U_{s1\,max} . I_{s1}$)

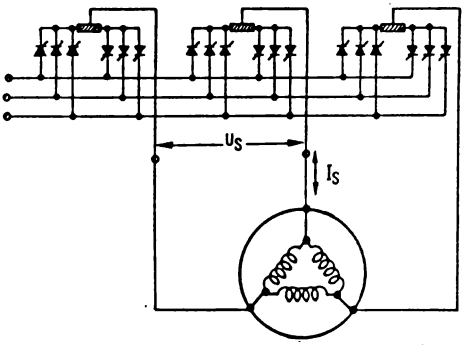


Fig. VI.6 – Cycloconvertisseur à indice de pulsation 3.

VI.1.4. Harmoniques et perturbations

1) *Harmoniques de la tension de sortie*

L'onde de tension est riche en harmoniques comme le montre la figure VI.3. Le contenu en harmoniques dépend de l'indice de pulsation, du rapport des fréquences entrée-sortie, de la profondeur de réglage et la forme d'onde de la référence.

Les termes harmoniques qui apparaissent dans la tension de sortie du convertisseur peuvent être globalement classés en trois catégories.

a) *Termes harmoniques principaux* (inhérents au principe) – Ces termes sont comparables à ceux présents dans la tension de sortie d'un redresseur contrôlé; leur origine se trouve dans la constitution même de la tension de sortie à partir de fragments des sinusoïdes d'entrée et ils forment un spectre de fréquence complexe où interviennent les fréquences d'entrée et de sortie du cycloconvertisseur.

Pour un cycloconvertisseur de pulsation 6, le spectre se compose des fréquences données par la formule :

$$f_h = [6pf_e \pm (2n + 1)f_s] \quad \text{avec : } (2n + 1) \leqslant (6p + 1).$$

f_h = fréquence harmonique,
f_e = fréquence d'alimentation du cycloconvertisseur,
f_s = fréquence de sortie du cycloconvertisseur,
p = nombre entier de 1 à ∞,
n = nombre entier de 0 à ∞.

b) *Termes harmoniques secondaires* – Ils découlent de toutes les non-linéarités de principe du système (principe de modulation des angles d'amorçage par exemple) et forment un spectre comprenant essentiellement des multiples entiers de la fréquence de sortie.

c) *Termes harmoniques de construction* – Ils concernent les imperfections pratiques du système (écarts dans les impulsions d'amorçage par exemple).

Ces divers termes harmoniques, et notamment les termes principaux, sont dépendants des facteurs suivants :

– l'indice de pulsation du convertisseur réversible de base (c'est le nombre de bras composant un pont du réversible de base),
– le rapport entre la fréquence d'entrée et la fréquence de sortie,
– le rapport des amplitudes des tensions d'entrée et de sortie,
– le facteur de puissance de la charge,
– la méthode de contrôle du courant de circulation.

2) *Harmoniques du courant d'entrée*

En regard de certains autres types de convertisseurs de fréquence, il n'y a, dans le cycloconvertisseur, aucune accumulation d'énergie entre l'entrée et la sortie. Par suite, le système des courants d'entrée est directement sensible à la charge connectée en sortie.

Les fluctuations harmoniques, imposées à la charge par les tensions de sortie, agissent directement sur les courants d'entrée et se trouvent associées aux harmoniques de courant inhérents à tout montage redresseur.

Le courant réel dans une phase d'alimentation du cycloconvertisseur se déduit de trois composantes :

– composante active qui contribue directement à la puissance de sortie (i_d),

– composante en quadrature, ou réactive qui dépend du facteur de puissance de la charge et du principe choisi pour le contrôle des angles d'amorçage (avec ou sans circulation de courant, etc.), (i_q),

– composante réunissant l'ensemble des harmoniques de courant (i_h).

Le courant dans la ligne est alors :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2 + \Sigma i_h^2}.$$

Dans tout cycloconvertisseur, la composante en quadrature n'est jamais nulle même pour un facteur de puissance unité en sortie, ce qui signifie que le facteur de puissance de l'ensemble cycloconvertisseur et charge est toujours nettement inférieur à l'unité.

En fait, le cycloconvertisseur est transparent aux harmoniques côté moteur et ces harmoniques s'ajouteront aux harmoniques définis précédemment, en augmentant la puissance réactive fluctuante.

En fonctionnement à la pleine tension on démontre que les puissances fluctuantes sont les suivantes :

Pour un déphasage φ nul du moteur :

$$\Delta P_{\text{réact}} = \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right)\hat{U}_s\hat{I}_s = 0{,}14\hat{U}_s\hat{I}_s = 0{,}28U_sI_s$$

$\hat{U}_s$ est la tension de crête maximale par phase que peut fournir le cycloconvertisseur,
$\hat{I}_s$ est le courant de crête dans une phase,
U_s et I_s sont les valeurs efficaces correspondantes.

Si $\varphi = \frac{\pi}{6}$

$$\Delta P_{\text{réact}} = \hat{U}_s\hat{I}_s\left(1 - \frac{1}{2}\right) = 0{,}5\hat{U}_s\hat{I}_s = U_sI_s.$$

Par contre, la puissance active reste pratiquement constante.

Le facteur de puissance côté réseau n'est donc pas constant, alors qu'il est constant côté moteur.

Côté réseau, on peut cependant définir une puissance réactive moyenne $P_{\text{réact}}$:

$$P_{\text{réact}} = \frac{3}{2}\frac{\hat{U}_s\hat{I}_s}{\pi}\quad (2\varphi \sin\varphi + 2\cos\varphi)$$

et un déphasage moyen φ

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{2}{\pi} + \frac{2\varphi}{\pi}\operatorname{tg}\varphi.$$

Ces formules montrent que la fluctuation de puissance réactive est minimale lorsque le déphasage côté moteur est nul et qu'elle croît lorsque le déphasage augmente.

Le facteur de puissance moyen côté réseau est également optimal lorsque le facteur de puissance du moteur est égal à 1.

Dans ce cas, $\text{tg } \varphi = \frac{2}{\pi}$, donc $\cos \varphi = 0{,}84$.

Ce facteur de puissance se dégrade si le moteur consomme ou produit de la puissance réactive, que φ soit positif ou négatif comme le montre bien la formule ci-dessus.

Aux très basses tensions côté moteur, la puissance réactive fluctue assez peu dans le rapport de $\frac{\sqrt{3}}{2}$ à 1, sa valeur moyenne étant :

$$P_{\text{réact}} = \frac{4}{\pi} \times \frac{3}{2} \hat{U}_s \hat{I}_s$$

$\hat{U}_s$ étant toujours la tension de crête maximale que peut fournir le cycloconvertisseur et non la tension réelle du moteur, alors que la puissance active tend vers 0; le facteur de puissance côté réseau est donc nul.

Toutes ces formules ont été établies en supposant une référence sinusoïdale pour le pilotage de tension. Le recours à une référence non sinusoïdale (trapézoïdale ou même rectangulaire) permet de diminuer nettement la puissance réactive consommée côté réseau.

VI.1.5. Réversibilité du couple et de la vitesse

Nous avons vu dans la description du principe que le cycloconvertisseur travaille dans les quatre quadrants du plan U.I. Sur moteur, il peut donc, tout naturellement, assurer la réversibilité du couple. Pour inverser la vitesse, il suffira d'inverser le champ tournant en changeant l'ordre de distribution des impulsions de commande des trois groupes réversibles.

VI.1.6. Avantages et inconvénients des cycloconvertisseurs à commutation naturelle

Avantages

- Conversion directe. Rendement élevé.
- Commutation naturelle.
- Courant de sortie quasi-sinusoïdal : couple pulsatoire négligeable.
- Réversibilité dans les quatre quadrants du plan U.I.
- Applications aux moteurs synchrones et asynchrones.

Inconvénients

- Gamme de fréquences limitée $f_s \leqslant 20$ Hz.
- Nombre de thyristors élevé (18 en triphasé, 36 en hexaphasé), déclassement des thyristors dû à un facteur de forme variable.
- Mauvais facteur de puissance.
- Sensibilité aux perturbations du réseau (fonctionnement périodique en onduleur).

VI.1.7. Applications

Alimentés par le réseau industriel, les cycloconvertisseurs conviennent bien pour l'alimentation de moteurs lents (quelques dizaines ou centaines de tours). Pour les faibles puissances, on utilise, de préférence, le moteur à cage (moteurs de rouleaux, ascenseurs, ...), et le montage triphasé à 3 pulsations, qui est le plus économique. Pour les fortes puissances (broyeurs, mélangeurs, ...), le montage triphasé à 6 pulsations s'impose en général; de même, on a intérêt à utiliser des moteurs synchrones et à les faire fonctionner avec un facteur de puissance unité, de façon à minimiser les pulsations de puissance réactive du côté réseau. Si l'on utilise un moteur à mauvais facteur de puissance, les pulsations de puissance réactive pourraient donner lieu à des fluctuations de tension particulièrement gênantes si le réseau n'est pas suffisamment puissant.

Avec un moteur synchrone fonctionnant à pleine tension et avec un facteur de puissance égal à 1, le facteur de puissance côté réseau est théoriquement de 0,84 si la référence est sinusoïdale.

En fait, pour diverses raisons, particulièrement la nécessité de conserver un angle de garde suffisant dans la commande des thyristors, et d'autres indiquées ci-dessus, ce facteur de puissance sera inférieur à 0,84.

Les cycloconvertisseurs sont aussi utilisés parfois pour des moteurs plus rapides. Ils sont alors alimentés par une source autonome de moyenne fréquence (traction autonome et aéronautique par exemple).

VI.2 Cycloconvertisseur à commutation mixte par le réseau et la machine synchrone

VI.2.1. Principe

Le schéma est représenté figure VI.7. C'est un montage à 18 bras de thyristors. La figure VI.8 montre la séquence de fonctionnement en 6 temps pour une période de la tension de la machine. Par rapport au cycloconvertisseur conventionnel du chapitre VI.1, celui-ci présente deux particularités :

a) Dans les phases de la tension d'alimentation, on place des inductances de lissage à point milieu de telle sorte que le courant dans la machine ait la forme de rectangles de 120° électriques. Ce découplage entre le réseau et la machine permet à celle-ci de produire naturellement sa force électromotrice sinusoïdale. Les trois inductances de lissage à point milieu dans les phases d'alimentation sont bobinées sur un circuit magnétique

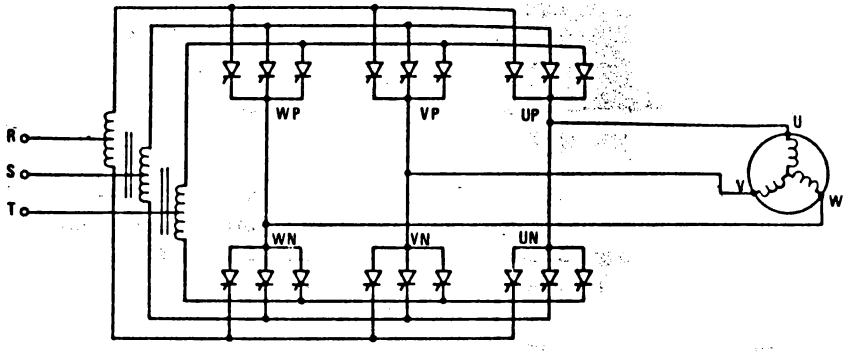


Fig. VI.7 – Cycloconvertisseur à commutation mixte par le réseau et la machine synchrone.

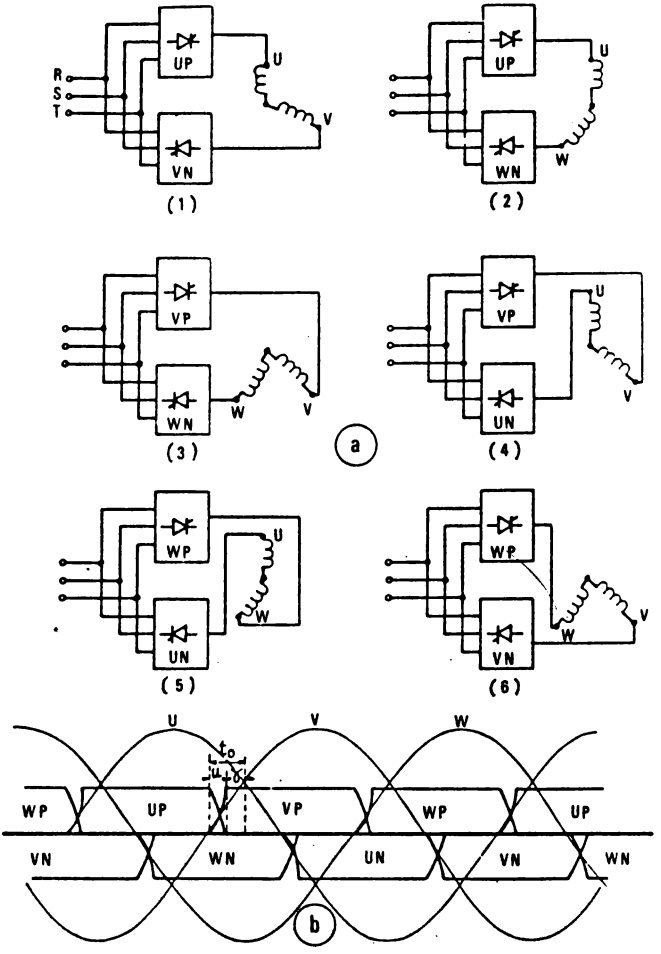


Fig. VI.8 – Principe de fonctionnement.

a) Séquence des commutations.

b) Formes théoriques de la tension et du courant de la machine.

unique. Cette disposition permet de réduire l'inductance de commutation aux seules fuites dues aux imperfections de réalisation.

b) Dans ce cycloconvertisseur, la commutation du courant est effectuée, soit par le réseau, soit par la machine, soit par les deux associés. Au démarrage et aux basses vitesses, la commutation est effectuée par les tensions du réseau, comme dans le cycloconvertisseur conventionnel. Par exemple, figure VI.9, on voit la commutation de la phase *U* à la phase *V*, c'est-à-dire du groupe de thyristors *UP* au groupe *VP*. La phase *S* est devenue plus positive que la phase *R*, le thyristor *VPS* est amorcé et le thyristor *UPR* qui est conducteur voit une tension négative et se bloque.

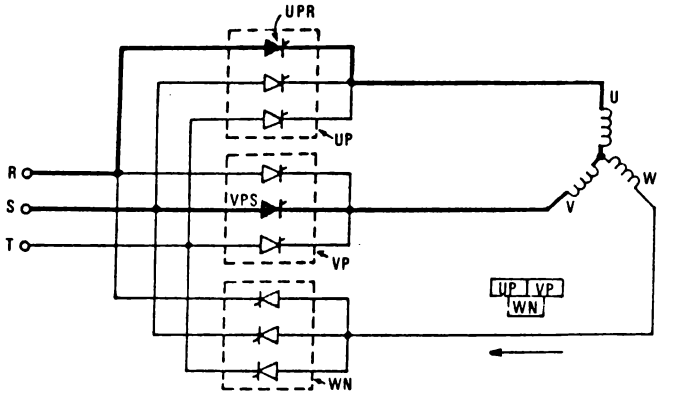


Fig. VI.9 – Commutation par le réseau, de la phase *U* à la phase *V*.

Lorsque la vitesse du moteur croît, sa tension augmente et devient capable d'assurer la commutation à son tour suivant la figure VI.10. Reprenons le cas du transfert du courant de la phase *U* à la phase *V*. A l'amorçage du thyristor *VPR* du groupe *VP*, le thyristor *UPR* qui est conducteur voit une tension négative et se bloque. Il importe bien entendu que la commutation soit achevée avant la fin du temps t_0 (fig. VI.8 *b*). Si nécessaire, la commutation sera aidée ou achevée par le réseau puisque la différence de potentiel entre les phases *R* et *S* du réseau évolue plus rapidement que celle des phases *V* et *U* de la machine qui est ici à faible vitesse. A partir d'une certaine vitesse, la machine commutera seule les thyristors et, de ce fait, la fréquence secondaire de ce cycloconvertisseur peut être supérieure à la fréquence du réseau.

Dans tous les cas de figure, que la commutation soit faite par le réseau ou la machine, elle est ordonnée par la machine qui, rappelons-le, est un moteur synchrone autopiloté (voir § V.5). En traction électrique 50 Hz monophasé ou pour les moteurs de petite puissance, le montage de la figure VI.11 peut être utilisé.

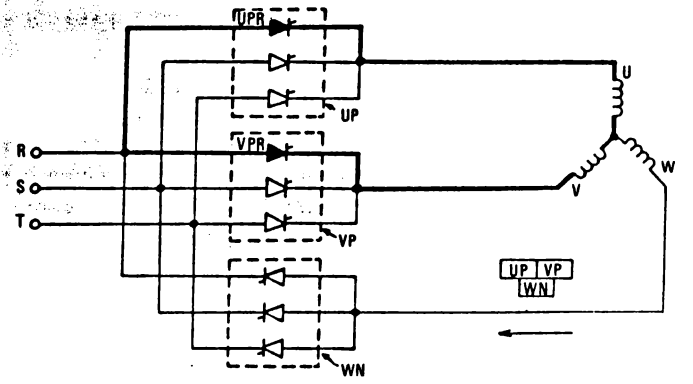


Fig. VI.10 – Commutation par la machine, de la phase U à la phase V.

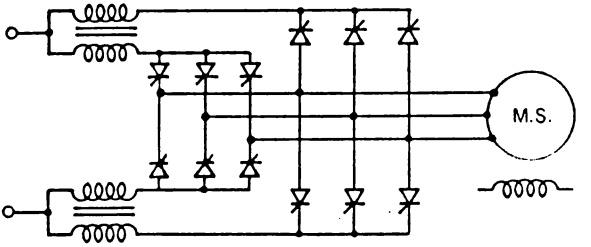


Fig. VI.11 – Cycloconvertisseur à commutation mixte par le réseau et la machine synchrone (alimentation monophasée).

Réversibilité du couple et de la vitesse

Ce montage permet la réversibilité de l'énergie, donc le freinage électrique lorsque le moteur devient générateur. La réversibilité de vitesse est obtenue, là aussi, par l'inversion du champ tournant dans la machine, au niveau de l'ordre de distribution des impulsions de commande.

Formes d'ondes et harmoniques

Nous avons vu que la présence des inductances de lissage avait pour but de donner un courant rectangulaire dans la machine et une tension sinusoïdale, ce qui nous ramène aux formes d'ondes du redresseur-onduleur traité au § VI.6.

VI.3 Les cycloconvertisseurs à commutation forcée

Il devient possible, avec la commutation forcée, d'obtenir une fréquence de sortie supérieure à la fréquence d'entrée, comme le montre la figure VI.12. C'est en fait un cycloonduleur à modulation de largeur d'impulsions, alimenté directement en alternatif. Un tel système est complexe avec les thyristors actuels; il pourrait devenir intéressant avec le développement des thyristors à désamorçage commandé par la gâchette.

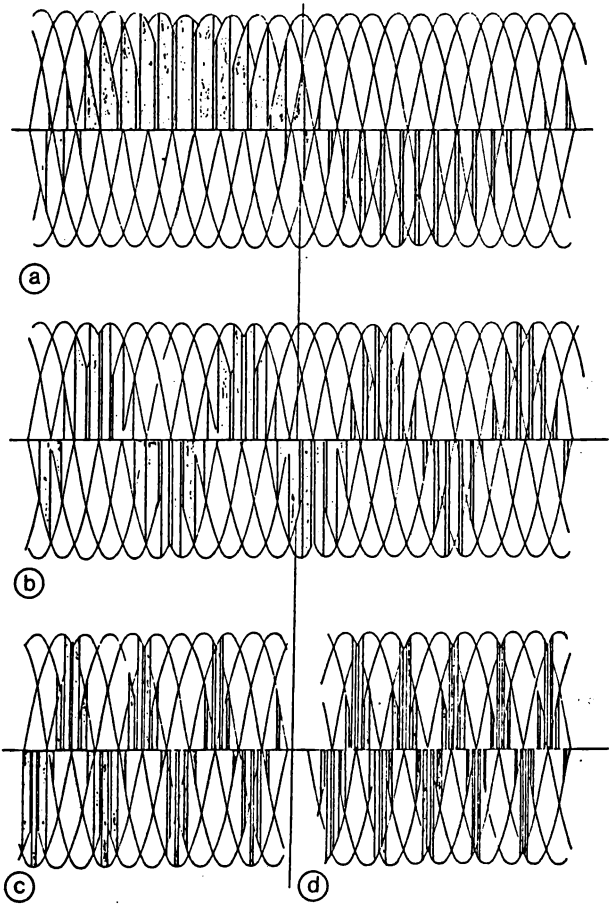


Fig. VI.12 – Cycloconvertisseur à commutation forcée.

Sur les quatre diagrammes la tension de sortie est représentée pour deux réglages : tension forte à droite et faible à gauche.

$f_s = f_1$

a) $f_s = 1/3 f_e$ *b)* $f_s = f_e$ *c)* $f_s = 2f_e$ *d)* $f_s = 3f_e$

CHAPITRE VII

CONVERTISSEURS INDIRECTS

Le réglage de la vitesse des moteurs alternatifs du type asynchrone ou synchrone est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par le stade intermédiaire de courant continu. Ce type de convertisseur comprend essentiellement un redresseur, commandé ou non, à commutation par le réseau, ou un hacheur, un circuit intermédiaire à tension ou à courant continu et un onduleur qui assume le rôle de commutateur du courant de la machine.

VII.1 Redresseur-commutateur de tension à thyristors

VII.1.1. Principe

Il comprend un redresseur contrôlé qui permet d'alimenter à tension variable un onduleur autonome triphasé, représenté ici dans sa version la plus simple, sans les circuits de désamorçage (fig. VII.1 *a*). L'onduleur se comporte comme un commutateur en appliquant alternativement sur chaque borne du moteur les polarités plus et moins de la source de tension continue variable. Les diodes, montées en antiparallèle sur les thyristors, autorisent le retour du courant vers la source, c'est-à-dire, dans le cas particulier, vers le condensateur C, puisque le pont redresseur d'alimentation est unidirectionnel. Dans ce montage, chaque thyristor a une période de conduction théorique de 180°. L'onduleur délivre trois ondes de tension rectangulaires déphasées entre elles de 120°. La figure VII.1 *b* montre la forme de tension théorique entre phases : elle est rectangulaire avec un palier nul égal à

(180° – 120°). L'analyse en série de Fourier (§ III.4.4) donne l'expression :

$$U_s(RS) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E\left(\sin \omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t - \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \ldots\right).$$

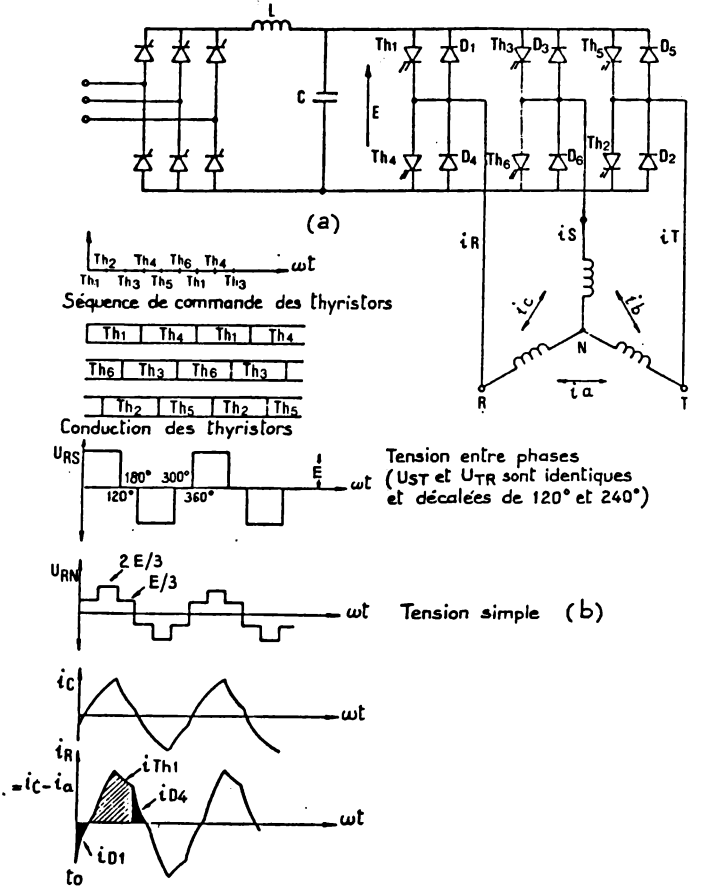


Fig. VII.1 – Redresseur commutateur de tension.
a) Schéma. *b*) Séquence de commande des thyristors, tensions et courants.

La valeur efficace est :

$$E\sqrt{2/3} = 0{,}816E$$

et la tension fondamentale vaut :

$$(E/\pi)\sqrt{6} = 0{,}78E.$$

La tension entre phase et neutre a une forme différente, mais contient les mêmes harmoniques, elle s'exprime par :

$$U_s(RN) = \frac{2}{\pi} E\left(\sin \omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \ldots\right).$$

Sur charge essentiellement inductive, le courant est formé d'exponentielles croissantes et décroissantes, comme le montre la figure VII.1 *b* :

– A l'instant t_0, le thyristor Th_4 est désamorcé et Th_1 est commandé. le courant de phase i_R est encore négatif, il a été transféré de Th_4 dans D_1 venant de Th_5. Lorsque i_R devient positif, Th_1 commence à conduire.

– A l'instant $t_0 + (\pi/\omega)$, Th_4 reçoit son impulsion de commande, Th_1 se désamorce et, en attendant que i_R redevienne négatif et que Th_4 conduise, c'est D_4 qui conduit le courant. On voit que les thyristors doivent recevoir des impulsions de commande de largeur égale à 180°, leur durée réelle de conduction dépend de la nature de la charge. Pour absorber les ondulations du courant continu, il faut placer un condensateur de valeur suffisante entre le redresseur et le commutateur.

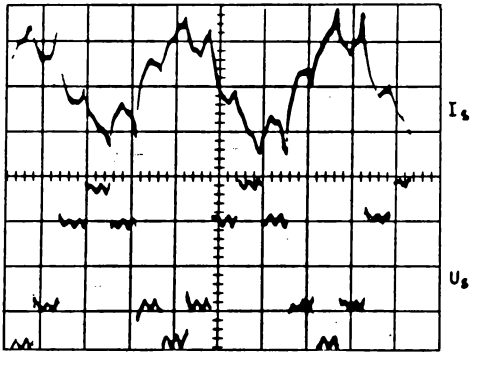


Fig. VII.2 – Courant et tension statoriques obtenus avec un redresseur-commutateur de tension alimentant une machine d'induction

Sur moteur, la forme du courant est sensiblement différente comme le montrent la photo figure VII.2 et le diagramme de la figure suivante qui analyse en détail le rôle de chaque semiconducteur au cours d'une période du courant statorique.

On sait que, dans ce montage, par définition, la tension d'entrée de l'onduleur varie; or, son pouvoir de commutation doit être maintenu même à basse vitesse, en particulier pour des couples résistants constants quelle que soit la vitesse. La solution consiste à utiliser une source auxiliaire, d'amplitude constante, pour charger les condensateurs de commutation.

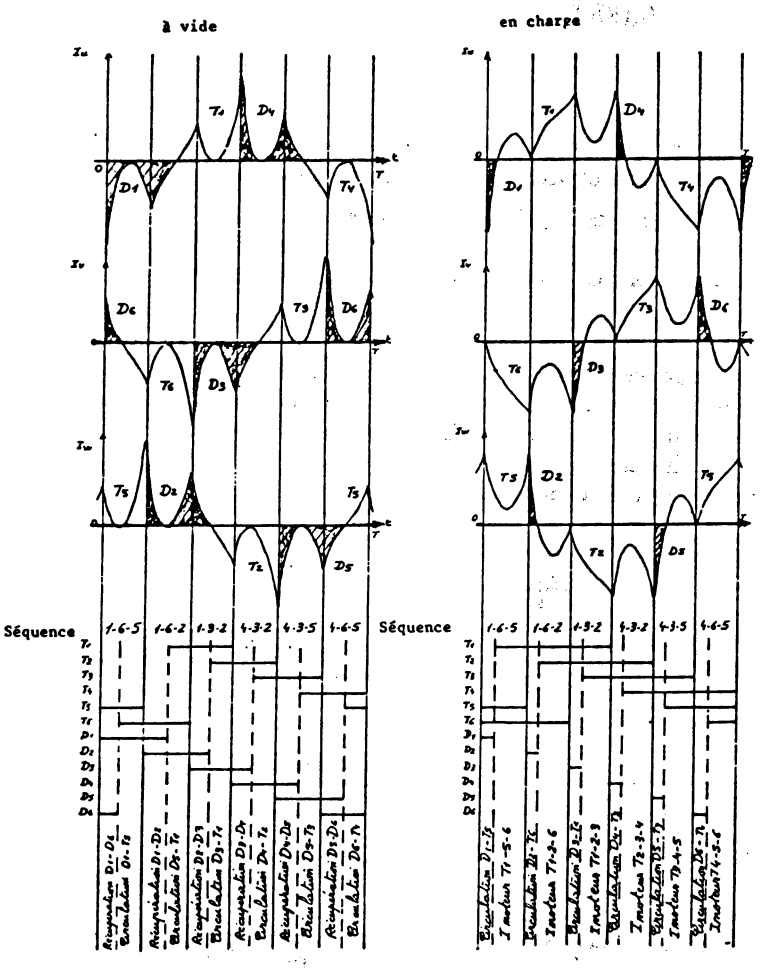


Fig. VII.3 – Diagramme de conduction des semiconducteurs constituant le commutateur (à vide et en charge)

La commutation peut être réalisée de manières bien différentes. On distinguera toutefois deux types de schémas :

a) *Commutation forcée par bras d'onduleur*

Un exemple est donné figure VII.4. On reconnaît le montage sans thyristors auxiliaires dans lequel on a isolé, à l'aide de diodes, les condensateurs de la source principale à tension variable, pour les raccorder à une deuxième source de faible puissance dont la tension est constante, avec une valeur au moins égale au maximum de la source principale.

Ce schéma comporte des résistances en série dans le circuit de charge des condensateurs, ainsi que des résistances d'amortissement dans le circuit de récupération de l'énergie réactive. De ce fait, il ne peut convenir que pour des puissances faibles (quelques dizaines de kW).

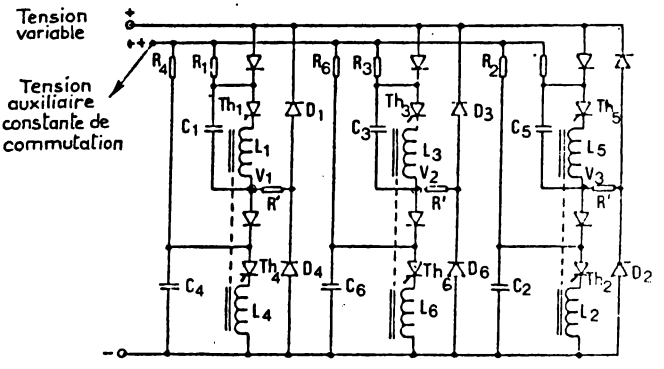


Fig. VII.4 – Schéma d'un commutateur de tension alimenté à tension variable.

Rappelons que, dans le schéma sans thyristors auxiliaires, la durée de commutation est relativement longue; en conséquence, le schéma de la figure VII.4 ne saurait être utilisé pour des fréquences supérieures à une centaine de Hertz.

b) *Commutation forcée en tête de l'onduleur*

Le schéma de la figure VII.5 est un exemple de ce type d'onduleur. Un circuit de commutation unique assure, par l'intermédiaire de thyristors d'aiguillage, le désamorçage cyclique de tous les thyristors principaux de l'onduleur.

Pour provoquer le désamorçage de l'un des thyristors principaux, par exemple Th_1, on amorce simultanément le thyristor auxiliaire Th_{10} et le thyristor d'aiguillage Th'_1. Après un temps égal à t_0 (supérieur au t_q des thyristors principaux), le deuxième thyristor auxiliaire Th_{21} est amorcé, ce qui provoque le blocage de Th'_1.

Pour la suite, on a le choix entre deux modes de commande des thyristors principaux :

— *Commande complémentaire* — On amorce Th_4 au bout du temps t_0. Le courant dans l'utilisation est alors pris en compte par Th_4 ou D_4 suivant son signe, et l'onde de tension de phase est rigoureusement rectangulaire.

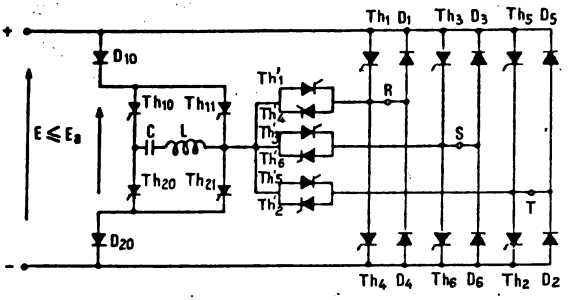


Fig. VII.5 — Onduleur à circuit de commutation commun.

— *Commande décalée* — Le thyristor Th_4 ne reçoit son impulsion de gâchette qu'après un retard α durant lequel, aucun des deux thyristors Th_1 ou Th_4 n'étant, ni conducteur, ni sollicité par sa commande, la tension de phase n'est définie que par la conduction spontanée des diodes D_1 ou D_4 qui dépend de la valeur de la f.e.m. du moteur et du calage de la commande de l'onduleur par rapport à celle-ci.

Dans ce type d'onduleur, la commutation doit être nécessairement rapide; le circuit de désamorçage étant commun aux six bras de l'onduleur, travaillera obligatoirement à six fois la fréquence d'alimentation du moteur.

VII.1.2. Harmoniques

Les répercussions du redresseur sur le réseau étant peu différentes de celles connues dans les alimentations de moteurs à courant continu, nous renvoyons le lecteur à l'ouvrage qui traite ce sujet et nous n'étudions ici que ce qui se passe à la sortie de l'onduleur. Nous considérons l'onduleur comme un générateur d'ondes rectangulaires de 120° (fig. VII.1 *b*) appliquées à un moteur d'induction à cage.

— *Harmoniques de tension*

Le système triphasé des tensions appliquées peut se décomposer en une série de systèmes triphasés équilibrés donnant lieu à des champs tournant alternativement dans le sens direct et dans le sens inverse :

$$U_s = U_{s1} \sin \omega t + U_5 \sin 5\omega t + U_7 \sin 7\omega t \ldots + U_n \sin n\omega t + \ldots$$

$$n = 6k \pm 1$$

k : entier positif

$$U_{hn} = \pm \frac{1}{n} U_1.$$

Par exemple :

$$U_5 = -\frac{1}{5} U_1$$

$$U_7 = +\frac{1}{7} U_1.$$

Ces harmoniques de tension sont liés directement à des harmoniques de flux, se superposant au flux normal, et conduisant à une certaine saturation, ils augmentent donc les pertes fer.

– *Harmoniques de courant*

Pour ces harmoniques de courant, tout se passe à peu près comme si le rotor était bloqué. On est donc dans le cas théorique du court-circuit et l'impédance à prendre en considération est presque rigoureusement la réactance de fuite correspondant à la fréquence de l'harmonique. En effet, les harmoniques 5 et 7 donnent lieu à des champs tournant par rapport au rotor à six fois la vitesse de synchronisme du fondamental et l'on est encore plus près du fonctionnement théorique en court-circuit que lors d'un démarrage classique.

Dans ces conditions, le courant harmonique d'ordre n est :

$$I_{hn} = \frac{U_{hn}}{nl\omega_s} = \frac{\frac{U_1}{n}}{nl\omega_s} = \frac{U_1}{n^2 l\omega_s}.$$

Or : $\frac{U_1}{l\omega_1} = I_d$, I_d étant le courant de démarrage sous la tension U_1 et la pulsation ω_1.

Donc : $I_{hn} = \frac{1}{n^2} I_d$.

Les deux premiers harmoniques, d'ordre 5 et 7, sont prédominants et ils donnent lieu aux courants ci-après :

$$I_5 = \frac{1}{5^2} I_d = \frac{1}{25} I_d$$

$$I_7 = \frac{1}{7^2} I_d \simeq \frac{1}{50} I_d$$

$$I_5 + I_7 = \frac{3}{50} I_d = 6\,\% I_d.$$

On peut faire cette addition, car il s'agit de 2 champs tournant à la même fréquence ($6f_0$) par rapport au rotor, mais en sens inverse l'un de l'autre. Leur composition donne un champ élliptique fixe par rapport au rotor, de grand axe lié à $I_5 + I_7$, et de petit axe lié à $I_5 - I_7$: le petit axe est donc négligeable et le champ elliptique peut être assimilé à un champ alternatif.

Supposons : $I_d \simeq 7I_1$, I_1 étant l'amplitude du courant fondamental.

Il vient : $I_5 + I_7 \simeq 42\ \%\ I_1$.

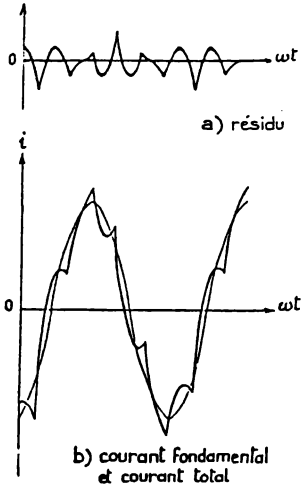
On peut calculer plus rigoureusement les ondulations de courant dues aux harmoniques. Tous ces courants, ainsi d'ailleurs que la composante réactive du courant fondamental, atteignent leur valeur maximale, avec le même sens, chaque fois que la tension d'alimentation s'inverse.

On a alors :

$$\text{résultante de } [I_5 + I_7 + \ldots] = \pm\left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \ldots\right) I_d$$

$$\sum_5^{\infty} I_n = \pm\left(\frac{\pi^2}{9} - 1\right) I_d \simeq \pm 10\ \%\ I_d.$$

Les courants harmoniques sont en phase entre eux, quatre fois par période, aux angles électrique $\pm\ \pi/3$ et $\pm 2\pi/3$.



Leur module ne vaut alors que :

$$\sum_5^{\infty} I_n \simeq 0{,}1 \times \cos\frac{\pi}{3} I_d = 5\ \%\ I_d.$$

Fig. VII.6 – Forme de courant et harmoniques dans le cas d'une onde de tension rectangulaire.

En général, pour le courant maximal c'est cette dernière pointe qu'il faut considérer, car elle s'ajoute à la valeur instantanée du courant fondamental qui est à ce moment voisin de sa crête, alors que la plus grande pointe intervient à un moment où le courant fondamental n'est égal qu'à $I_1 \sin \varphi$.

La figure VII.6 montre, d'une part, le courant parasite dû à l'ensemble des harmoniques et, d'autre part, la superposition de ce courant au courant fondamental.

Le calcul ci-dessus est cependant trop simpliste et optimiste. Il suppose en effet que les inductances sont constantes. Or, l'inductance de magnétisation diminue pour les harmoniques du fait que ces derniers conduisent à une certaine saturation. Il en est de même, du fait des effets pelliculaires, pour les inductances de fuite, et particulièrement de celles des barres du rotor.

Comme les inductances sont affaiblies, les courants harmoniques sont un peu plus importants que ceux calculés ci-dessus.

Il est courant de calculer la valeur efficace du « résidu », c'est-à-dire de l'ensemble des harmoniques. Toujours dans les mêmes hypothèses de calcul, il s'écrit :

$$I_r = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + \ldots}$$

$$I_r = \sqrt{\left(\frac{1}{5}\right)^4 + \left(\frac{1}{7}\right)^4} + \ldots I_d \simeq 0{,}046 I_d$$

et si, en reprenant le même exemple, $I_d = 7I_1$

$$I_r = 0{,}32 I_1$$

c'est-à-dire que le résidu harmonique réduit (ou *p.u.*) sera approximativement :

$$\frac{I_r}{I_{s1}} = 0{,}32.$$

On pourrait en déduire que les pertes Joule sont majorées de :

$$\left(\frac{I_r}{I_{s1}}\right)^2 = \left(\frac{0{,}046 I_d}{I_{s1}}\right)^2 = (0{,}32)^2 \simeq 10\ \%$$

ce qui ne serait pas tout à fait vrai car les résistances ne sont pas constantes avec la fréquence; les résistances augmentent avec la fréquence, surtout dans les barres de la cage, par suite du déplacement du courant par effet pelliculaire.

Pour les harmoniques 5 et 7, la fréquence induite au rotor est déjà six fois la fréquence fondamentale; en supposant que cette dernière soit de 50 Hz, la résistance effective des barres pour ces deux premiers harmoniques est couramment cinq à dix fois la résistance normale, de sorte que les pertes dans le rotor peuvent facilement être le double des pertes en alimentation sinusoïdale.

Les répercussions sur l'onduleur des harmoniques de courant résultent essentiellement de la valeur maximale du courant à couper dans les thyristors. Ce courant crête I_{max} est de l'ordre de :

$$1{,}4 \times 1{,}4 I_{s1} \simeq 2 I_{s1}$$

en désignant par I_{s1} le courant efficace utile.

Le premier coefficient 1,4 est, bien entendu, le $\sqrt{2}$ classique, le deuxième coefficient 1,4 provient de ce que l'on a ajouté à I_1 le courant harmonique, estimé à $0{,}40I_1$ pour $I_d = 7I_1$.

— *Couples harmoniques*

Les couples dus aux harmoniques du courant sont de deux sortes :

a) Les couples propres : ce sont des couples continus produits par chacun des harmoniques pris séparément. Le couple de l'harmonique 5 est négatif, le couple de l'harmonique 7 est positif, etc.

Il est facile de montrer que ces couples sont très faibles en valeur absolue, on peut souvent les négliger.

b) Les couples dus aux actions mutuelles entre harmoniques, y compris le fondamental : il s'agit plus spécialement des réactions entre le fondamental et les différents harmoniques, et plus particulièrement les harmoniques 5 et 7. Ces couples sont pulsatoires; les flux des harmoniques 5 et 7 en particulier tournent tous deux, mais en sens inverse, à six fois la vitesse de synchronisme par rapport au champ tournant principal, le couple pulsatoire dû aux harmoniques 5 et 7 aura donc une fréquence égale à six fois la fréquence d'alimentation du moteur.

Limitons-nous à l'étude du couple pulsatoire d'ordre 6 qui est le plus important.

$$C_6 = C_5 - C_7 = K\Phi(I_5 - I_7) \simeq K\Phi \frac{I_d}{50}$$

où K est une constante, et

Φ le flux dû à la composante fondamentale de la tension.

On peut écrire les équations suivantes :

$$I_d = \frac{U_1}{l\omega} \simeq \frac{\Phi\omega}{l\omega} \simeq \frac{\Phi}{l}$$

$$C_6 = \frac{K}{50}\frac{\Phi^2}{l}.$$

La formule montre clairement que le couple pulsatoire ne dépend que du flux fondamental; il ne dépend donc pas de la charge. A faible charge si l'on veut réduire le couple alternatif par rapport à la composante moyenne du couple, on devra réduire le flux, c'est-à-dire la tension.

Comparons maintenant la pulsation de couple au couple nominal.

La composante continue du couple nominal est :

$$C_0 = K\Phi I_2 = K\Phi I_1 \cos \varphi_0.$$

I_2 est la composante fondamentale du courant d'induit ramené au stator.

φ_0 est le déphasage du courant sur la tension interne. Il est inférieur à φ qui, lui, tient compte en plus des fuites statoriques.

En rapprochant les formules précédentes, on obtient :

$$\frac{C_6}{C_0} = \frac{1}{50}\frac{I_1}{I_2}\frac{I_d}{I_1} = \frac{1}{50}\frac{1}{\cos\varphi_0}\frac{I_d}{I_1}.$$

Supposons que $I_d = 6I_2 = 6I_1 \cos\varphi_0$, on aura :

$$\frac{C_6}{C_0} = \frac{6}{50} = 0{,}12, \quad \text{soit : } 12\ \%.$$

VII.1.3. Réversibilité du couple et de la vitesse

Ce montage permet le freinage électrique par récupération sur le réseau à condition toutefois que le redresseur à thyristors d'entrée soit lui-même réversible. Bien entendu, on peut toujours faire du freinage rhéostatique en insérant une résistance en parallèle sur l'étage continu, mais, en pratique, ce montage étant utilisé de préférence pour les commandes multimoteurs, le freinage n'est généralement pas nécessaire. L'échange d'énergie s'effectue entre les différentes machines.

La réversibilité de la vitesse est obtenue très simplement en inversant l'ordre de succession des phases dans la commande des thyristors de l'onduleur.

VII.2 Hacheur-commutateur de tension

Vu par la machine, ce montage est strictement identique à celui du redresseur-commutateur de tension. Il peut être utilisé, soit à partir du réseau redressé par un pont de diodes, soit à partir d'une source de tension continue.

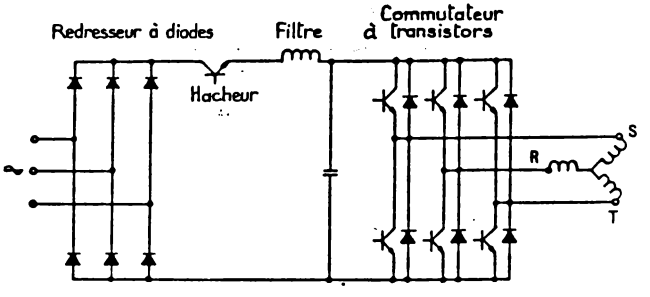


Fig. VII.7 – Schéma d'un hacheur-commutateur de tension à transistors.

Ce montage est rarement utilisé avec des thyristors, mais davantage avec des transistors pour des puissances de quelques kW ou dizaines de kW. Le montage de base est représenté figure VII.7.

Le réglage de la tension est effectué par un transistor opérant en hacheur et le commutateur comporte six transistors; bien entendu, selon la puissance, on peut être conduit à mettre plusieurs transistors en parallèle pour les deux fonctions. Le hacheur peut opérer à fréquence élevée (1 à 2 kHz), d'où une réduction du filtre. Ce montage convient bien pour la commande de petits moteurs ($\leqslant$ 50 kW). Il permet également la commande de petits moteurs rapides, puisque le commutateur peut délivrer des fréquences de l'ordre de 1 à 2 kHz, voire davantage.

Dans un autre ordre d'idées, l'aptitude des transistors à fonctionner à une fréquence élevée permet une optimisation de leur dimensionnement en courant.

Nous avons vu, dans l'étude des harmoniques du redresseur-commutateur, que l'inductance de magnétisation diminue du fait des harmoniques qui conduisent à une certaine saturation. Il est admis que, généralement, les pointes de courant qui s'ensuivent valent environ deux fois le courant efficace. Ces pointes se situent dans les quelques degrés qui précèdent la fin de la demi-période de tension, de sorte que deux commutations successives de chaque phase, judicieusement positionnées, suffisent à les atténuer sensiblement ($\simeq$ 20 %).

VII.3 Onduleur à modulation de largeur d'impulsions (MLI)

Le redresseur-commutateur de tension à thyristors nous a montré deux inconvénients :

– une onde rectangulaire riche en harmoniques,

– la nécessité de raccorder les circuits de commutation à une deuxième source de tension fixe.

Ces deux inconvénients disparaissent si l'onduleur est alimenté à tension constante et si le réglage de la tension de sortie se fait par un découpage approprié qui neutralise les harmoniques de rangs inférieurs.

VII.3.1. Principe

Chaque phase d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsions est constituée par deux hacheurs, un par polarité (fig. VII.8). Ainsi, la tension de sortie est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la

tension continue d'alimentation et de largeur variable suivant la loi de modulation choisie. Lorsque la charge présente une constante de temps élevée, comme c'est le cas d'un stator de moteur, l'ondulation du courant de charge est faible, et ce dernier ne change de polarité qu'à chaque demi-période. Si, dans ces conditions, les deux hacheurs sont commandés suivant un modèle sinusoïdal, la tension fondamentale de sortie et le courant de charge deviennent proches d'une sinusoïde, comme le montre la figure VII.9. Les lois de modulation sont nombreuses, les plus répandues comparent, en général, des tensions de référence, qui imagent la tension de sortie recherchée, à un signal triangulaire symétrique dont la fréquence est multiple de celle de l'onde fondamentale. Ce signal triangulaire est appelé « porteuse ».

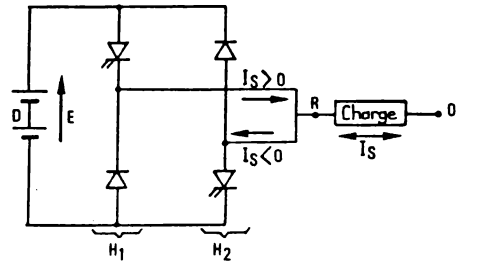


Fig. VII.8 – Phase d'onduleur constituée par deux hacheurs.

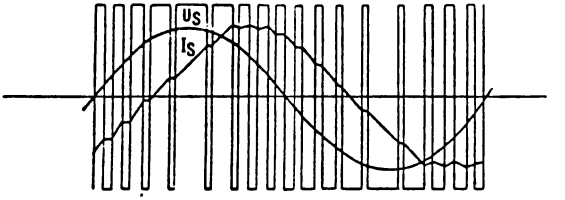


Fig. VII.9 – Formes d'ondes théoriques d'un onduleur *MLI*.

Voyons ce qui se passe au cours d'une période du signal triangulaire u_p (fig. VII.10 *a*); on superpose à ce dernier une tension de référence u_0, ces deux signaux se coupent aux points d'abscisses α et $2\pi - \alpha$. Leurs intersections déterminent la valeur moyenne de la tension découpée (fig. VII.10 *b*) qui a pour expression :

$$U_{moy} = \frac{E}{2}\left(\frac{2\alpha}{\pi} - 1\right)$$

E = tension continue d'alimentation de l'onduleur.

D'autre part :

$$\alpha = \frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{u_0}{\hat{u}_p}\right)$$

$\hat{u}_p$ = valeur de crête de la porteuse.

D'où : $$\frac{2U_{moy}}{E} = \frac{u_0}{\hat{u}_p}.$$

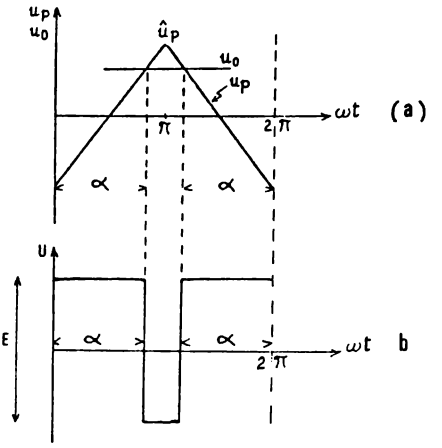


Fig. VII.10 – Définition de la commande par modulation.

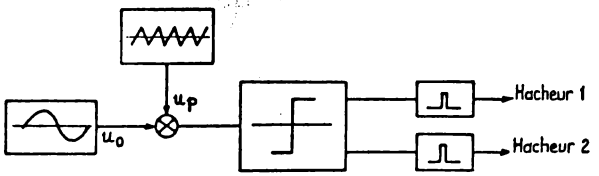
Comme dans un hacheur, U_{moy} est proportionnel à u_0. Si u_0 est une tension sinusoïdale de fréquence $f_{u_0} \ll f_{u_p}$, on obtiendra une tension U_{moy} également sinusoïdale et proportionnelle à $u_0/\hat{u}_p$. On constate également qu'à partir d'une tension constante E, on peut régler la tension de sortie de l'onduleur en agissant sur le rapport $u_0/\hat{u}_p$. La réponse de ce type d'onduleur est d'ailleurs très rapide puisque le retard statistique est égal à une demi-période du signal triangulaire.

Pour obtenir la meilleure neutralisation des harmoniques, le signal de référence doit être sinusoïdal. Toutefois, dans la pratique, une forme trapézoïdale est suffisante et plus simple à réaliser. Le signal de référence est aussi appelé « modulatrice ».

La valeur du rapport de fréquence entre la porteuse triangulaire et la modulatrice découle d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, rendement qui se détériore au fur et à mesure que la fréquence de découpage augmente. Ceci est très sensible pour les onduleurs à thyristors.

Prenons maintenant le cas de la porteuse triangulaire à laquelle on superpose un signal de référence sinusoïdal, et examinons le découpage de la

tension qui en résulte, prise entre la sortie des deux hacheurs (point R) et un point milieu fictif (point O à la tension $E/2$). A condition que $u_0 \leqslant u_p$, on remarque (fig. VII.11 *b*) que chaque intersection des deux signaux superposés u_p et u_0 commande le changement d'état d'un comparateur (fig. VII.11 *a*) qui donne les ordres de commutation aux hacheurs constituant une phase d'onduleur. La tension de sortie ne peut avoir instantanément que deux valeurs : $+ E/2$ ou $- E/2$.



(a)

(b)

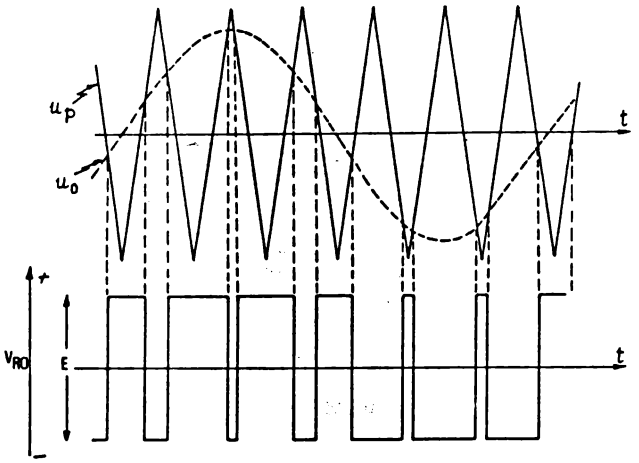


Fig. VII.11 – Principe de modulation triangulo-sinusoïdale.
a) Schéma synoptique. *b*) Diagramme des tensions.

Le principe décrit pour une phase s'applique naturellement au montage triphasé représenté figure VII.12. Un générateur d'onde triangulaire délivre aux trois phases « la porteuse » commune. La « référence » est, elle, bien entendu, propre à chaque phase, les trois références étant déphasées de 120°. Le schéma synoptique (fig. VII.13) et le diagramme de la figure VII.14 montrent le principe de la modulation triphasée. Les tensions prises entre chaque sortie ($R.S.T.$) et le point milieu fictif (O) de la source sont, là encore,

bipolaires, de valeur $+E/2$, $-E/2$; alors que les tensions entre phases ont trois états possibles $+E$, zéro, $-E$. Le tableau ci-dessous résume l'état des tensions « fictives » (entre sortie et point milieu fictif de la source) symbolisées (+) ou (−) et les tensions entre phases symbolisées (+, +, 0) ou (− −).

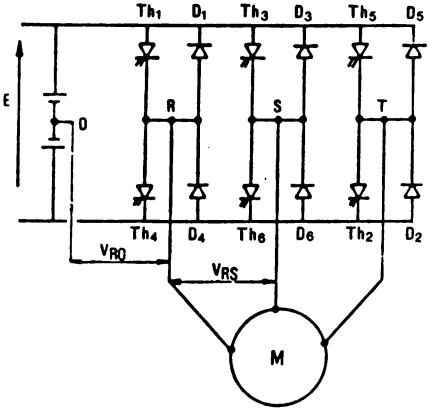


Fig. VII.12 – Montage triphasé.

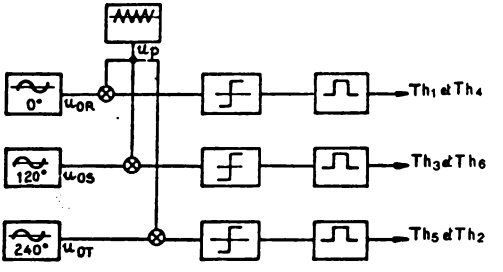


Fig. VII.13 – Synoptique de la commande par modulation triangulo-sinusoïdale triphasée.

Tensions fictives			*Tensions entre phases*		
RO	*SO*	*TO*	*RS*	*ST*	*TR*
+	+	+	0	0	0
−	+	+	− −	0	+ +
+	−	+	+ +	− −	0
+	+	−	0	+ +	− −
−	−	+	0	− −	+ +
+	−	−	+ +	0	− −
−	+	−	− −	+ +	0
−	−	−	0	0	0

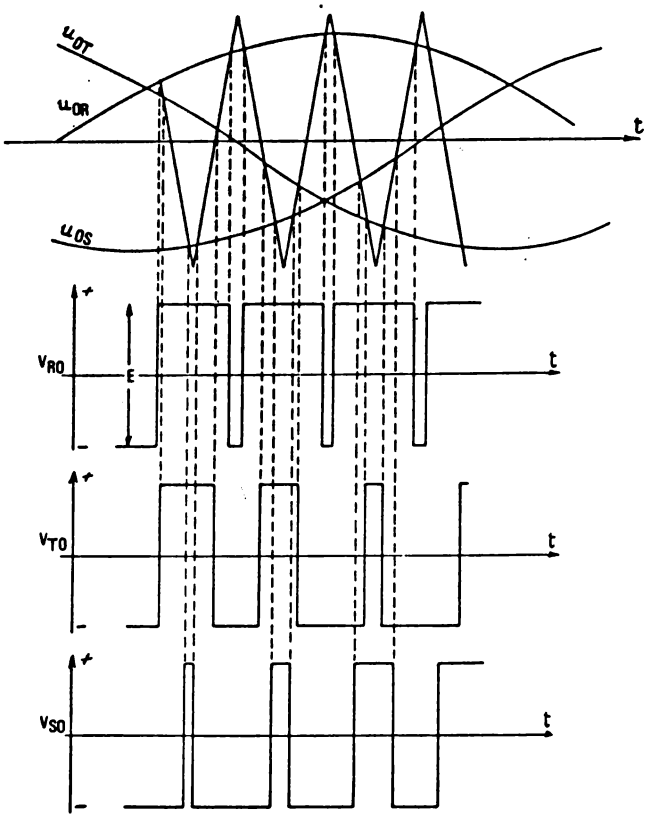


Fig. VII.14 – Tracé des tensions de phase obtenues par modulation triangulo-sinusoïdale.

La figure VII.15 visualise, à titre d'exemple, l'élaboration de la tension *RS* à partir de *RO* et *SO* pour un rapport $f_{u_p}/f_{u_0} = 9$, rapport que nous appellerons indice de modulation (m). On conçoit que les formes d'ondes des tensions soient très évolutives avec le changement de l'indice de modulation et l'angle de retard $\alpha = f(u_0/\hat{u}_p)$, ce qui rend leur expression mathématique complexe.

Le fondamental des trois tensions de sortie (V_{RO}, V_{SO}, V_{TO}) a les mêmes phases et fréquences que les tensions sinusoïdales de référence. Son amplitude V_1 est une fonction linéaire du rapport entre la porteuse et la modulatrice :

$$V_1 = \frac{E \cdot u_0}{2\hat{u}_p}.$$

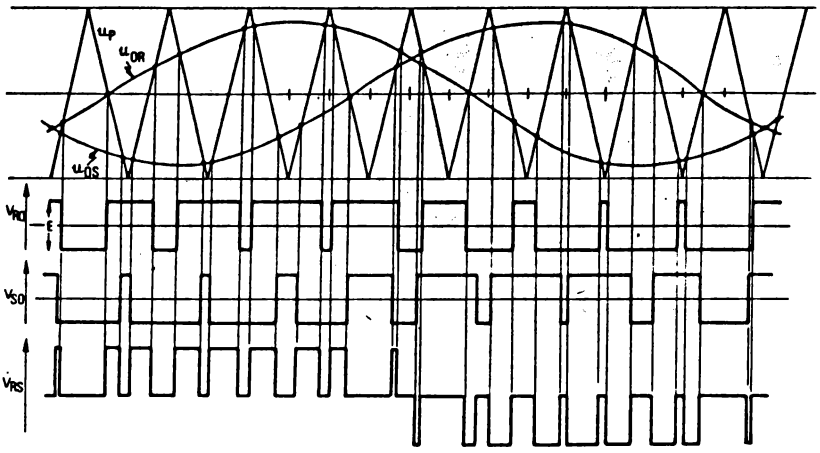


Fig. VII.15 – Tracé de la tension entre 2 phases (V_{RS}) à partir des tensions de phase (V_{RO} et V_{SO}).

VII.3.2. Onduleurs *MLI* à thyristors

Le principe de la modulation de largeur d'impulsions montre que, plus le rapport des fréquences de la porteuse et de la modulatrice (fu_p/fu_0) est élevé, plus la neutralisation des harmoniques est efficace. Par ailleurs, nous savons que la fréquence de commutation de l'onduleur à thyristors est limitée à quelques centaines de Hertz. Ces considérations peuvent conduire à utiliser une modulation adaptative afin d'avoir, pour chaque vitesse ou créneau de vitesse, les meilleures formes d'ondes possibles. Pour des fréquences faibles du fondamental de la tension de sortie (f_s), le rapport fu_p/fu_0 est grand. Il n'est pas nécessaire alors d'établir une relation de phase entre u_p et u_0. En échange, lorsque ce rapport s'affaiblit, par exemple lorsqu'il devient inférieur à 10, une relation de phase s'impose pour éviter l'apparition de tensions sous-harmoniques ou de battements de fréquences qui ne manqueraient pas de se traduire par des perturbations sur le couple et sur la vitesse de la machine alimentée par un tel montage.

Lorsque aucune relation de phase ne lie les tensions porteuse et modulatrice, on dit que la modulation est asynchrone. Au contraire, si une relation de phase rigide existe, la modulation est dite synchrone.

Pour les systèmes triphasés, les rapports divisibles par trois sont favorables, car, dans ce cas, les trois tensions de phase ont la même forme d'onde.

Pour le choix de l'indice de pulsation, on doit également tenir compte de la perte de tension admissible dans l'onduleur lorsque ce dernier arrive à la

tension maximale. Nous savons que la commutation de l'onduleur demande un certain temps. Il est dès lors évident que, pour obtenir, en sortie de l'onduleur, le maximum de tension, l'indice de modulation devra être le plus réduit possible. Il apparaît là un second compromis entre la neutralisation des harmoniques et le « rapport de transformation » de l'onduleur, pour sa tension maximale de sortie.

Par ailleurs, le plus souvent, la nécessité d'un courant sinusoïdal dans le moteur n'apparaît que pour les fonctionnements aux basses vitesses, là où les fréquences des pulsations de couple peuvent être ressenties par la mécanique entraînée.

Exemple

Nous avons vu que, par principe, et surtout à cause des limitations physiques apportées par les thyristors, le fonctionnement des onduleurs *MLI* n'était pas identique à lui-même dans toute la plage de réglage. Pour mieux illustrer ceci, nous allons décrire un exemple qui met bien en évidence les

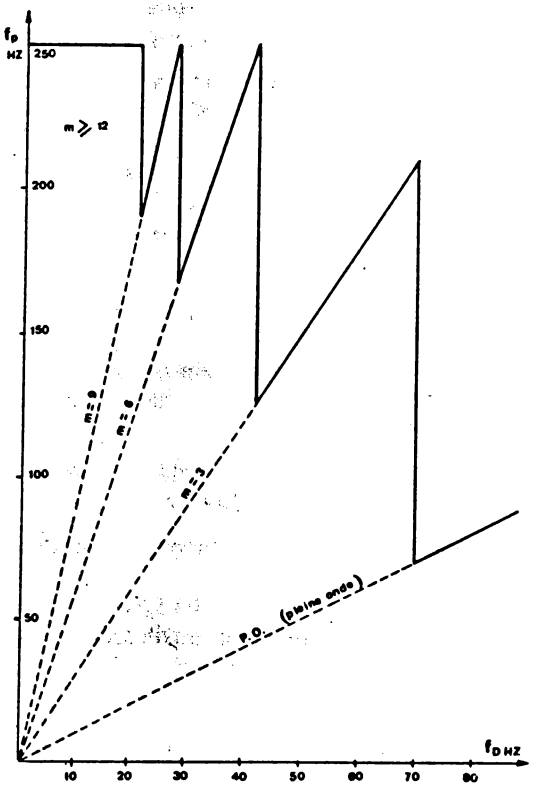


Fig. VII.16 – Changements de modes de modulation.

limitations indiquées. Il s'agit d'un moteur d'induction de forte puissance (environ 1 MW) devant tourner à une vitesse maximale de 4 500 tr/min. Ce moteur a quatre pôles, ce qui conduit à une fréquence de 150 Hz; il doit fonctionner à couple constant jusqu'à sa vitesse de base qui est de 2 100 tr/min (ce qui correspond à 70 Hz) et à tension constante de 2 100 à 4 500 tr/min. La tension d'alimentation maximale de l'onduleur étant égale à 2 000 V, on prendra des thyristors rapides, de tension la plus élevée possible, par exemple 1 800 V, pour se limiter à deux éléments en série. Le temps de désamorçage t_q sera, par conséquent, relativement élevé, par exemple 35 µs.

Par raison de simplicité de réalisation, la tension de référence est choisie de forme trapézoïdale. Partant de ces données, on suppose que le meilleur compromis entre la neutralisation des harmoniques et le rendement de l'onduleur conduise à une fréquence maximale de commutation de l'onduleur de 250 Hz.

Pour résoudre ce cas, il faut choisir une modulation adaptable dont le fonctionnement se décompose en cinq modes suivant le graphique figure VII.16. A chacun de ces modes correspond une forme d'onde pour la tension et le courant, comme le montre la figure VII.17.

– 1 : La porteuse triangulaire est à fréquence fixe et, ici, égale à 250 Hz. La fréquence stator est ainsi réglée, par variation de la fréquence de la référence f_0, de 0 à 20 Hz. Le rapport f_p/f_0 est suffisamment élevé pour ne pas introduire de sous-harmonique dû au glissement des deux fréquences l'une par rapport à l'autre.

– 2: La porteuse et la référence sont synchrones, avec un rapport $f_p/f_0 = m = 9$, ceci de 20 à 28 Hz.

– 3 : $m = 6$, de 28 à 42 Hz.

– 4 : $m = 3$, de 42 à 70 Hz.

Dans ces quatre modes, la tension du moteur (ou le courant en limitation) est réglée par l'amplitude de la référence u_0 délivrée par le régulateur.

– *Mode 5 :* C'est le fonctionnement en pleine onde, à tension constante, la fréquence est ainsi réglée de 70 à 150 Hz.

Le passage d'un mode à un autre comporte un recouvrement de quelques Hz pour éviter les battements.

Nous avons vu au chapitre III (§ III.5.3) que, pour les onduleurs à découpage, le montage « avec thyristors auxiliaires » était recommandé. Le schéma de base est représenté sur la figure III.19.

– *Harmoniques de tension*

Compte tenu de tous les paramètres ci-dessus, le calcul des harmoniques de tension est très complexe et requiert, dans le cas général, l'utilisation d'un ordinateur.

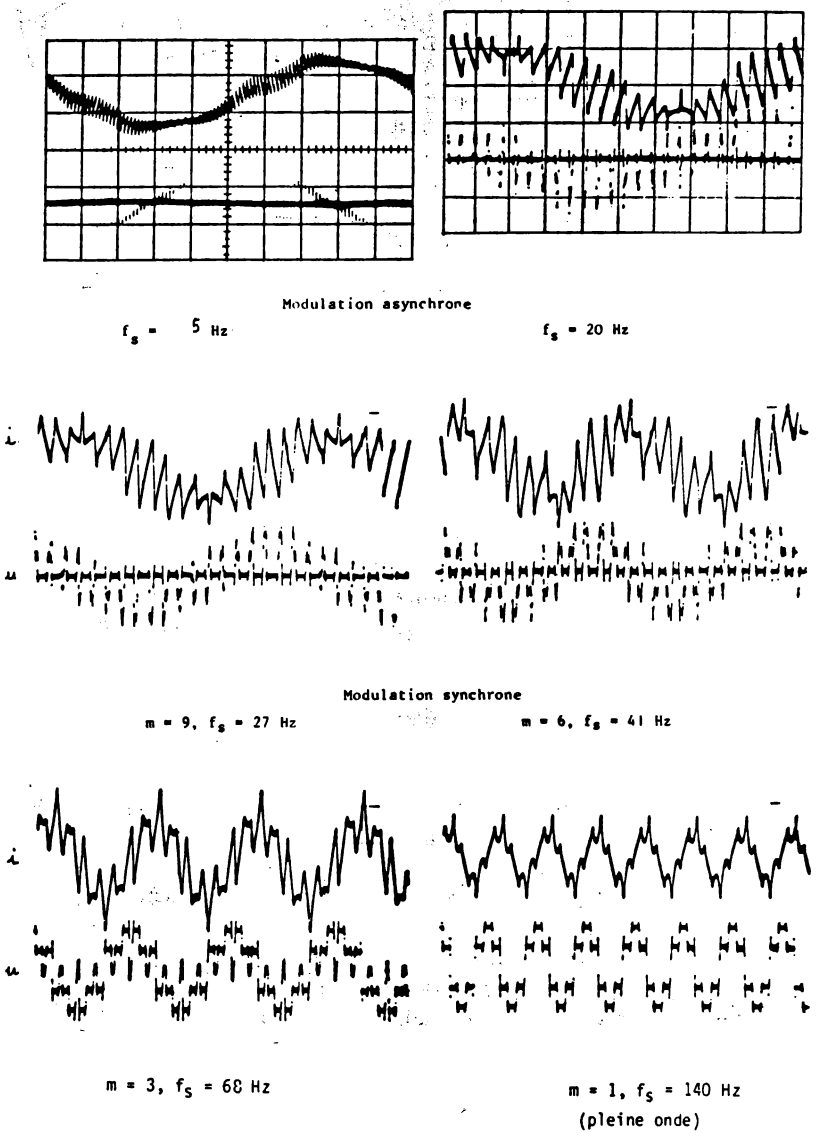


Fig. VII.17 — Courants et tensions de phase obtenus avec un onduleur *MLI* dans les différents modes de modulation.

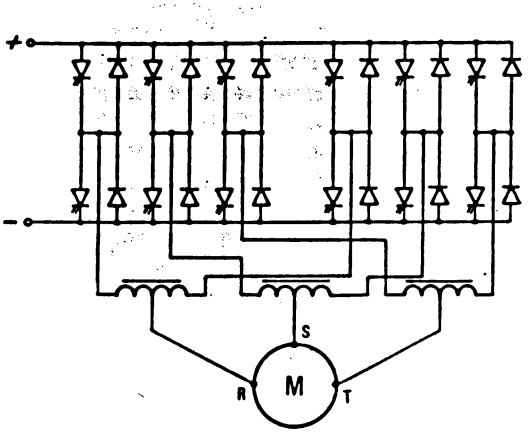


Fig. VII.18 – Couplage par bobines d'absorption de deux onduleurs à commande décalée.

Moyennant certaines hypothèses simplificatrices, valables dans certains domaines de fonctionnement, des calculs simples sont toutefois possibles, dont l'intérêt est non seulement de donner des ordres de grandeur utiles, mais de fournir une explication des résultats.

Par exemple, aux basses vitesses, lorsque la tension proportionnelle à la fréquence fondamentale est faible, on peut découper un grand nombre de fois chaque alternance, sans recourir pour cela à des fréquences de découpage trop élevées. On a, avec une tension de commande sinusoïdale :

$$u = U_0 \sin \omega t.$$

Les impulsions de tensions sont très brèves. Elles ont lieu à intervalles de temps pratiquement constants et à fréquence $2mf_1$.

On démontre que le fondamental et tous les harmoniques présents, de rang $n = 2\ \text{km} \pm 1$, ont la même amplitude :

$$Uhn = \pm U_1.$$

Ces résultats sont la conséquence d'une onde de tension très déchirée.

– *Harmoniques de courant*

Heureusement, les harmoniques de tension sont filtrés par les inductances de la machine, de sorte que si :

$$Uhn = \pm U_1 \sin n\omega t$$

$$Ihn = \pm \frac{I_d}{n}$$

et la valeur efficace du résidu sera :

$$I_r = I_d \sqrt{\Sigma \frac{1}{n^2}} = I_d \sqrt{\sum_1^{\infty} \frac{1}{(2\,km \pm 1)^2}}$$

$$I_r \simeq \frac{0{,}9}{m} I_d.$$

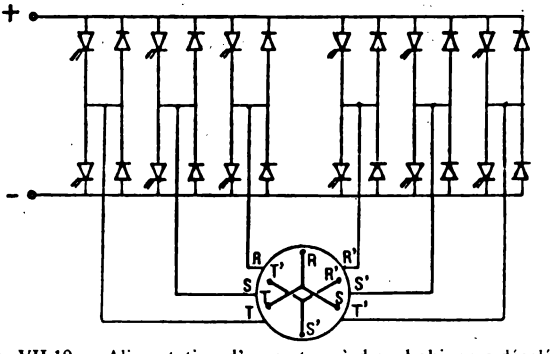


Fig. VII.19 – Alimentation d'un moteur à deux bobinages décalés.

Ce résultat peut être comparé à celui trouvé dans le cas d'ondes rectangulaires pleines :

$$I_r = 0{,}045 I_d.$$

Il apparaît donc que l'onde en impulsions est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$m > \frac{0{,}9}{0{,}045} = 20.$$

Par exemple, pour un moteur 50 Hz, alimenté avec un découpage de fréquence modérée, $f_p = 300$ Hz par exemple, cet indice est atteint lorsque la fréquence fondamentale tombe en-dessous de $300/20 = 15$ Hz. Pour les basses vitesses, donc à bas niveau de tension, et indice de découpage supérieur ou égal à 20, l'onde en impulsions est très favorable.

Pour les vitesses supérieures, c'est-à-dire pour des indices de découpage plus bas, les calculs précédents ne s'appliquent plus. On peut, à l'aide d'autres hypothèses simplificatrices, établir que lorsque la fréquence du fondamental est assez grande et que l'on ne peut disposer que d'un indice de découpage faible : 3 ou 6, l'onduleur à impulsions produit plus d'harmoniques qu'un onduleur à onde rectangulaire d'amplitude variable. Bien entendu, on peut toujours réduire l'incidence des harmoniques en introduisant des inductances en série avec le moteur mais au cela accroît la chute de tension.

— *Pulsations de couple*

Ces pulsations sont liées aux harmoniques de courant. Elles sont d'amplitude très faible aux basses vitesses et de fréquence élevée, elle n'ont, par conséquent, pas d'effet ou peu sur les organes de la mécanique entraînée.

— *Technologie*

Si la puissance du moteur ne nécessite pas plusieurs thyristors par bras, et sauf imposition particulière au niveau des harmoniques, on s'en tient au schéma de base de la figure VII.12. Dans le cas contraire, on a recours à des groupements d'onduleurs élémentaires dont les commandes sont décalées; ceci rappelle la technique des hacheurs entrelacés, utilisée pour la commande des gros moteurs à courant continu. Les sorties des onduleurs sont alors branchées en série ou en parallèle par l'intermédiaire de bobines d'absorption couplées ou non, (exemple fig. VII.18). On peut aussi fractionner le bobinage du moteur et raccorder chaque partie à un onduleur élémentaire (fig. VII.19). Dans tous les cas, le but à atteindre est d'augmenter le rang des harmoniques vus par le moteur et d'en diminuer l'amplitude.

Comparé au montage de l'onduleur élémentaire, formé de trois demi-ponts, on obtient un rapport de pulsation égal à deux, et les harmoniques de tension ont une amplitude moitié et une fréquence double. En conclusion, les harmoniques de courant et de tension dans le moteur et dans l'étage à courant continu sont considérablement réduits.

Applications des onduleurs MLI

Les onduleurs *MLI* permettent de réaliser des entraînements à vitesse variable par moteurs d'induction à cage, de grandes performances. Ils autorisent une très grande plage de variation de la vitesse quelle que soit la forme du couple résistant. Si la neutralisation des harmoniques est correctement faite, ce système ne donne pas de pulsation de couple, en particulier aux basses vitesses.

Il peut être utilisé pour les commandes monomoteur ou multimoteurs. Il trouve son application en traction électrique, dans l'industrie textile et en métallurgie.

VII.3.3. Onduleurs *MLI* à transistors

Les transistors sont bien adaptés aux onduleurs à découpage grâce à leur aptitude à fonctionner à des fréquences plus élevées que les thyristors (plusieurs kHz). On peut donc opérer en modulation asynchrone dans toute la plage de variation, ce qui simplifie sensiblement les circuits de commande. De plus, contrairement aux thyristors, il n'y a aucune contrainte de durée minimale de conduction (voir § III.3). Aussi, pour ces deux raisons, est-il

possible de faire une modulation libre. Nous avons vu qu'avec les thyristors, la modulation suivait un modèle de commande pour obtenir la meilleure neutralisation possible des harmoniques avec un montage donné. Ici, l'échantillonnage est suffisamment élevé pour commander la modulation à partir de l'écart réel entre le courant moteur et sa référence qui est sinusoïdale. Dès que cet écart sort d'une fourchette déterminée et centrée sur la référence,

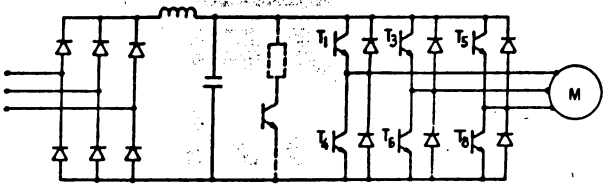


Fig. VII.20 – Schéma de principe d'un onduleur *MLI* à transistors (en trait pointillé : le circuit de freinage rhéostatique).

on commande une commutation. Le schéma de principe est représenté figure VII.20. Les photos de la figure suivante montrent la tension et le courant obtenus. On remarque que le courant est ici proche d'une sinusoïde, la commande est du type 180°.

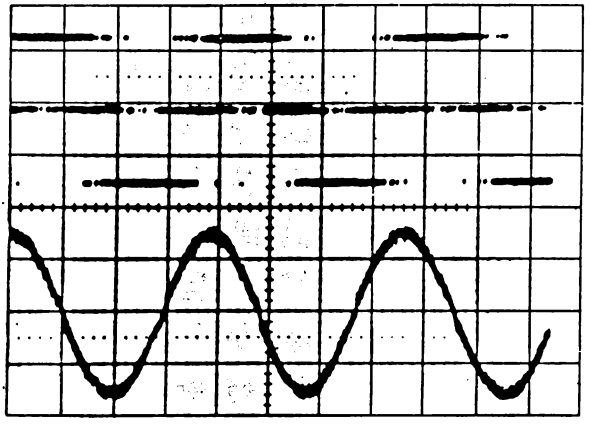


Fig. VII.21 – Exemple de formes d'ondes de tension et de courant dans un moteur alimenté par un onduleur *MLI* à transistors.

VII.3.4. Réversibilité

a) *Du couple*

L'onduleur *MLI* est, par conception, réversible puisque le courant peut changer de signe : il va de l'étage courant continu vers la machine, à travers

les thyristors (ou les transistors) et de la machine vers l'étage à courant continu, à travers les diodes. Le freinage peut donc être réalisé par récupération ou dissipation de l'énergie cinétique. Si l'alimentation est une source de tension continue (batterie, caténaire, etc.), on peut généralement débiter dans cette source. Par contre, si la source est constituée par le réseau alternatif, redressé par un pont de diodes, on place en tête bêche, sur ce pont de diodes, un pont à thyristors qui fonctionne en onduleur assisté, pour renvoyer au réseau l'énergie de freinage récupérée.

Cette solution est intéressante pour les moyennes et fortes puissances, et même pour les faibles puissances si la mécanique est souvent entraînante; si ce n'est pas le cas, une solution plus économique consiste à placer une résistance en parallèle sur le circuit intermédiaire à courant continu. S'agissant de puissance faible, la résistance peut être mise en opération par un transistor (fig. VII.20). Le transistor peut être rendu conducteur, soit par un signal provenant de la régulation et indiquant que la machine fonctionne en génératrice, soit par un détecteur de seuil placé sur la tension continue et intervenant dès que celle-ci atteint une certaine valeur.

b) *De la vitesse*

L'inversion de la vitesse se fait par action de l'électronique de commande, ce qui évite toute discontinuité au niveau du champ tournant (donc du couple), contrairement à ce qui se passe lors d'un croisement de deux phases par contacteur.

Nous venons de voir qu'une alimentation par onduleur *MLI* permet le fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

VII.4 Onduleur à couplage polygonal

VII.4.1. Principe

Les moteurs à courant alternatif classiques sont conçus pour être alimentés par des tensions sinusoïdales. Il peut donc être satisfaisant pour l'esprit de reconstituer une onde aussi proche que possible d'une sinusoïde.

Ce résultat peut être obtenu en associant un nombre m de convertisseurs élémentaires, chacun délivrant une onde rectangulaire périodique alternative avec ou sans palier nul. Les convertisseurs sont décalés entre eux de π/m. Cela permet de neutraliser, par la conception même de l'onduleur, les

harmoniques de l'onde de sortie. Il est aisé de comprendre que, plus le nombre m d'étages est grand, plus le rang des premiers harmoniques subsistants est élevé. L'association des m étages de puissance est effectuée au moyen de transformateurs dont les secondaires sont couplés en série. La puissance P d'un tel onduleur est égale à la puissance d'un pont élémentaire ou étage, multipliée par le nombre d'étages : $P = p.m$. Dans ce type d'onduleur, la tension continue d'alimentation est constante (aux variations du réseau près) et délivrée par un redresseur à diodes. La variation de la tension de sortie est obtenue en jouant sur la durée du palier nul de chaque tension élémentaire et la variation de fréquence est effectuée au niveau du pilotage.

Le choix du nombre de ponts peut être motivé, soit par la puissance nécessaire à l'utilisation, soit par le taux de distorsion que l'on désire atteindre.

Choisissons pour notre exemple six ponts, c'est un cas courant (il s'agit de ponts monophasés de type sans thyristors auxiliaires cf. § III.5.2). Les commandes des six ponts sont déphasées de 30° électriques (fig. VII.22). La somme des tensions de sortie peut être faite à l'aide de six transformateurs monophasés à plusieurs secondaires ou par deux transformateurs triphasés à plusieurs secondaires. Les rapports de transformation des différents transformateurs de couplage doivent être définis pour obtenir la meilleure neutralisation possible des harmoniques.

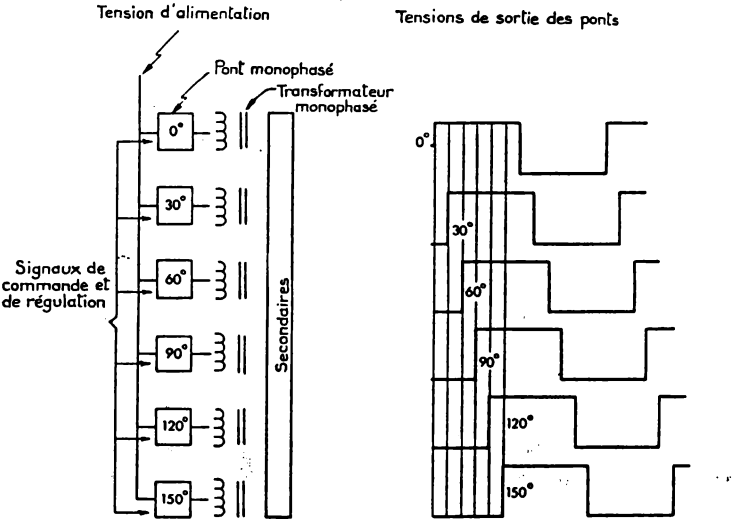


Fig. VII.22 – Schéma de principe d'un onduleur à 6 ponts décalés.

Si nous supposons que chaque pont est commandé à un angle α voisin de 90°, la tension de sortie d'un pont sera celle de la figure VII.23 *a*. Portons

maintenant la tension de chaque pont sur une sinusoïde (fig. VII.23 *b*). Nous effectuons ainsi un échantillonnage de cette sinusoïde et les points de rencontre sur la sinusoïde définissent les rapports de transformation optimaux qui permettront la meilleure approche de la forme recherchée.

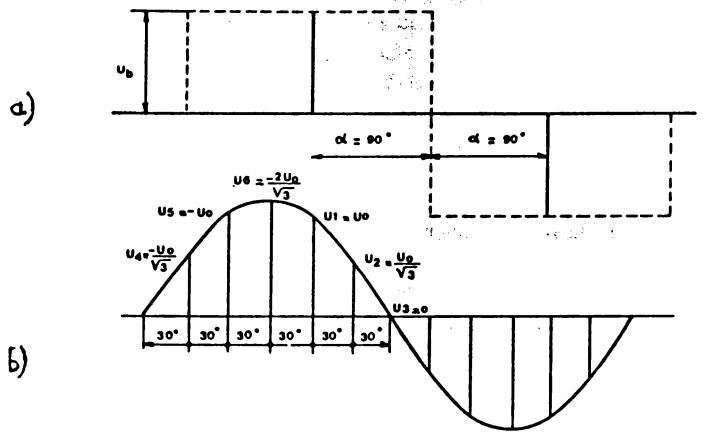


Fig. VII.23

a) Tension de sortie du pont *A* (au primaire),
en traits pointillés pour $\alpha = 0$,
en traits forts pour $\alpha = 90°$.
(tension secondaire du pont *I*, $U_1 = U_0 = kU_b$).
b) Détermination des rapports de transformation relatifs aux différents transformateurs (exemple pour la phase 1).

Si l'on choisit le rapport 1 pour le point 60°, nous avons pour les deux autres points (30° et 90°) : $1/\sqrt{3}$ et $2/\sqrt{3}$.

La tension simple V_1 de la phase 1 représentée est constituée par l'addition de 5 tensions : ponts 1, 2, 4, 5, 6; la tension du pont 3 ne doit pas apparaître pour la phase considérée, car elle se situe au zéro de la sinusoïde, comme on peut le voir sur la figure.

Le même raisonnement montrerait que, pour la phase 2, ce sont les ponts 2, 3, 4, 5, 6 qui participent à la composition de la tension, et pour la phase 3, les ponts 1, 2, 3, 4, 6. L'amplitude de la tension de sortie des ponts élémentaires (au primaire des transformateurs) est égale, en amplitude de crête, à la tension continue d'alimentation. Si l'on désigne par U_0 la tension correspondant au rapport de transformation unité, la participation des ponts aux trois phases s'écrit :

Phase 1	*Phase 2*	*Phase 3*
$U_1 = U_0$	$U_2 = U_0/\sqrt{3}$	$U_1 = -U_0$
$U_2 = U_0/\sqrt{3}$	$U_3 = U_0$	$U_2 = -2U_0/\sqrt{3}$
$U_4 = -U_0/\sqrt{3}$	$U_4 = 2U_0/\sqrt{3}$	$U_3 = -U_0$
$U_5 = -U_0$	$U_5 = U_0$	$U_4 = -U_0/\sqrt{3}$
$U_6 = -2U_0/\sqrt{3}$	$U_6 = U_0/\sqrt{3}$	$U_6 = U_0/\sqrt{3}$

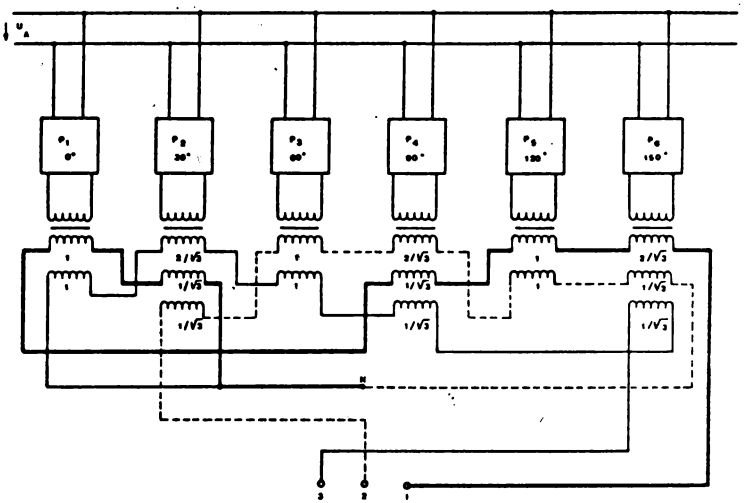


Fig. VII.24 – Disposition d'un ensemble de 6 ponts monophasés à commande décalée.

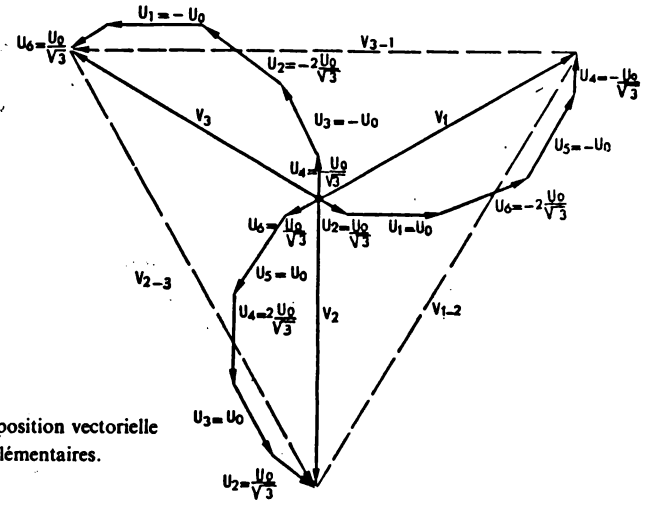


Fig. VII.25 – Composition vectorielle des tensions élémentaires.

La figure VII.24 représente le couplage des transformateurs.

Connaissant les ponts qui participent à chaque tension simple et l'amplitude du vecteur correspondant, on peut construire le diagramme vectoriel de la figure VII.25 qui est valable pour les composantes à la fréquence fondamentale.

VII.4.2. Formes d'ondes et harmoniques

. *Harmoniques de tension*

La décomposition en série de Fourier montre que la valeur efficace de l'onde fondamentale est égale, dans le cas de 6 ponts, à :

$$U_{eff} = \frac{24U_0}{\pi\sqrt{6}} \cos \alpha \quad \text{pour la tension simple, avec} \quad 0 < \alpha < 75°.$$

Pour $\alpha > 75°$, la forme de la tension passe des « escaliers » aux « impulsions » (discontinuités dans les escaliers) et la tension efficace devient approximativement :

$$U_{eff} = 2U_0\sqrt{1 - 2\alpha/m}, \qquad \text{avec :} \qquad 75° < \alpha < 90°.$$

Pour ce type d'onduleur, les premiers harmoniques sont de rang $2m \pm 1$, soit, pour le cas des 6 ponts, les rangs 11 et 13, comme le montre la figure VII.26.

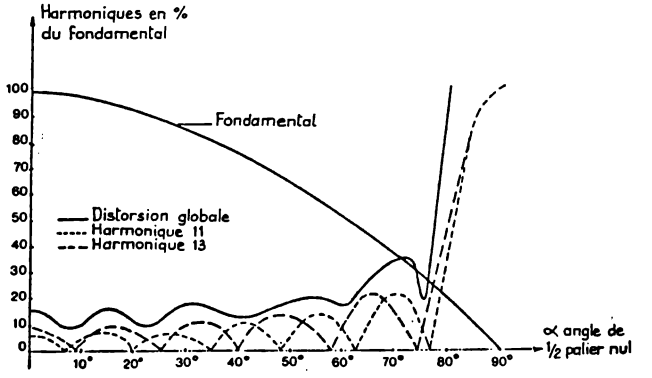


Fig. VII.26 – Analyse harmonique pour six ponts décalés de 30° en fonction de l'angle α.

Harmoniques de courant

Tant que α reste inférieur à 75°, on voit que la tension demeurant proche d'une sinusoïde, les harmoniques de courant peuvent être négligés.

La figure VII.27 montre les formes d'onde de tension et de courant, obtenues sur un moteur d'induction à cage de fabrication standard.

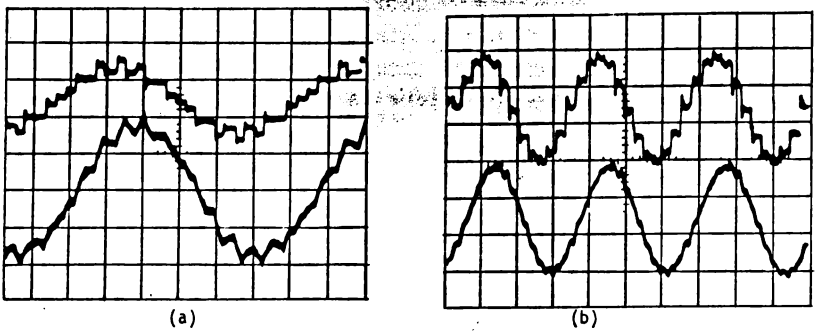


Fig. VII.27 – Tension et courant moteur.
a) $f_s = 30$ Hz à $\overline{I_n}$. *b*) $f_s = 60$ Hz à I_n.

VII.4.3. Caractéristiques

La fréquence maximale peut être comprise entre 60 et 150 Hz, avec des ponts sans thyristors auxiliaires. La gamme de variation de la fréquence est limitée; en effet, nous avons vu que, lorsque α s'élève au dessus de 75° électriques, la tension devient discontinue et le taux d'harmoniques augmente très vite. En pratique, la gamme de fréquences est sensiblement proportionnelle au nombre de ponts. Ce système est intrinsèquement redondant, c'est-à-dire que l'onduleur continue à fonctionner, même dans le cas de défaillance d'un pont. Dans ce cas, le déséquilibre des tensions de sortie engendre une composante inverse qui sera d'autant moins néfaste pour le moteur que le nombre de ponts est grand.

Il est possible de fonctionner en récupération, si l'on place en antiparallèle, avec le pont de diodes d'alimentation, un pont à thyristors opérant en onduleur assisté.

Séduisant dans son principe, ce système est malheureusement peu compétitif : il met en œuvre davantage de composants de puissance et de commande, et surtout, il nécessite des transformateurs qui augmentent son coût, son encombrement et sa masse.

Il a connu un certain succès dans le passé aux USA, alors que l'on ne disposait que des thyristors rapides de petite taille, pour l'application à l'entraînement de multimoteurs synchrones de faible puissance, dans l'industrie du textile en particulier. Aujourd'hui, son application peut

encore se justifier, mais dans des cas plus rares, qui imposent simultanément des ondes de courant et de tensions sinusoïdales.

On peut, bien entendu, réaliser, suivant le même principe, des onduleurs à transistors. Les possibilités en fréquence sont alors augmentées.

VII.5 Redresseur commutateur de courant

VII.5.1. Principe

Dans tous les schémas qui précèdent, excepté le cycloconvertisseur à commutation mixte par le réseau et la machine synchrone (§ VI.2), on impose à la machine une tension et le courant s'en déduit. Ici, c'est le courant qui est imposé à la machine, laquelle produit sa tension qui est quasi-sinusoïdale.

Un redresseur contrôlé, connecté au réseau, alimente, à travers une inductance de lissage, un onduleur de courant. Ce dernier délivre à la machine des ondes rectangulaires de courant de 120° électriques, positives ou négatives, séparées par des intervalles de 60° à courant nul.

Le convertisseur côté réseau est généralement un pont de Graëtz triphasé complet à thyristors dont l'angle de retard à la commande peut être réglé entre 0° et 180° $- \beta_M$. Il peut donc fonctionner en redresseur ou en onduleur assisté par le réseau d'alimentation.

Le convertisseur côté machine n'est pas un simple pont de Graëtz triphasé. La machine d'induction absorbant, pour maintenir son flux, de l'énergie réactive, la commutation d'un bras de pont au suivant ne peut s'effectuer de façon naturelle comme dans le cas du redresseur côté réseau.

Il est nécessaire de recourir à des tensions additionnelles fournies par des condensateurs, parcourus par le courant de charge lors des commutations. Ce convertisseur travaille entre 180° et 270° en onduleur ou 270° et 360° en redresseur.

Là encore, on peut imaginer de nombreux schémas de commutateurs. Ils se distinguent essentiellement par leurs circuits de commutation : existence ou non de thyristors auxiliaires et nombre de condensateurs.

VII.5.2. Commutateur de courant avec diodes de blocage

Ce montage ne comporte pas de thyristors auxiliaires. Il est relativement simple et très fiable. C'est aujourd'hui la solution la plus utilisée pour la commande à fréquence variable de moteurs d'induction à cage. Le schéma est représenté figure VII.28.

Les thyristors Th_1 à Th_6 découpent le courant continu en blocs rectangulaires (en fait légèrement trapézoïdaux du fait des commutations) de

durée 120° électriques, à une fréquence déterminée par les circuits de commande du convertisseur. Les condensateurs C_1 à C_6 fournissent l'énergie nécessaire aux commutations, cependant que les diodes D_1 à D_6 les isolent de la machine asynchrone. A chaque instant (en dehors des commutations) deux thyristors seulement sont conducteurs, puisque chacun conduit le courant durant 120° électriques.

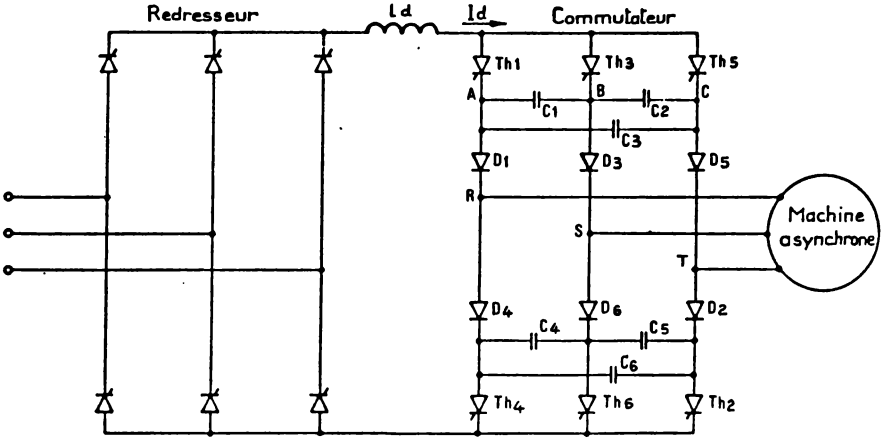


Fig. VII.28 – Schéma de principe du *redresseur-commutateur* de courant (montage sans thyristors auxiliaires).

Étude de la commutation

L'ordre d'enclenchement des thyristors est celui donné par leur repère. Nous allons étudier la commutation du courant I_d de la phase R de la machine à la phase S : le thyristor Th_1 et la diode D_1 sont conducteurs, le courant retourne au redresseur réseau à travers la phase T, la diode D_2 et le thyristor Th_2. La commutation est initiée par l'amorçage du thyristor Th_3.

L'inductance de lissage L_d est supposée suffisante pour pouvoir admettre que le courant I_d ne varie pas lors de la commutation.

Les enroulements de la machine sont ici couplés en étoile. De façon à simplifier l'explication, nous remplacerons la machine par un ensemble de trois forces électromotrices sinusoïdales $U_{R'N}$, $U_{S'N}$, $U_{T'N}$ en série avec des inductances L approximativement égales à l'inductance des fuites totales de la machine ramenée au stator. Cette hypothèse est admissible puisque le flux dans la machine varie peu durant les commutations, leur durée étant relativement faible. Les sens des courants et tensions de la machine, que nous adoptons, sont indiqués figure VII.29 (en adoptant les conventions « moteur »).

Nous supposerons de plus que $L_d \gg L$, ce qui est toujours réalisé en pratique. Les courants I_R, I_S, I_T étant de forme rectangulaire et de durée 120°

électriques (en supposant la durée des commutations d'une phase à l'autre brève), il ne se produit, en dehors des commutations, aucune chute de tension dans les inductances L. Par suite, en dehors des commutations, les tensions U_{RN} et $U_{R'N}$, U_{SN} et $U_{S'N}$, U_{TN} et $U_{T'N}$ sont identiques.

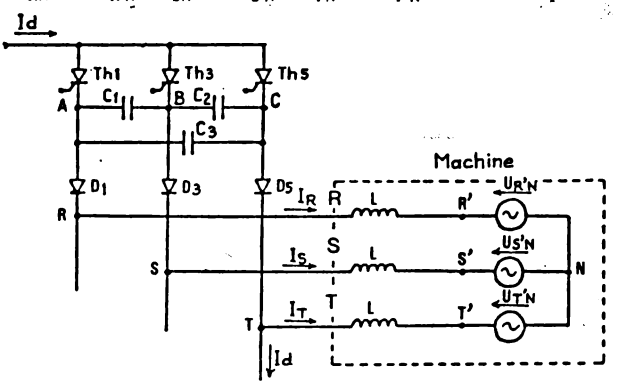


Fig. VII.29 – Schéma de la machine pour l'étude de la commutation.

La figure VII.30 donne les tensions $U_{R'N}$, $U_{S'N}$, $U_{R'S'}$ et le courant idéalisé de la phase R. Il est aisé de constater que, à l'instant de la commutation de la phase R à la phase S ($\simeq t_3/\omega$, voir fig. VII.32), la tension $U_{R'S'}$ (dont l'amplitude est $\hat{U}_{R'S'} \sin \varphi$) étant négative, polarise dans le sens bloquant la diode D_3 et le thyristor Th_3 et empêche la commutation de se produire naturellement. C'est pourquoi il est nécessaire de recourir à des tensions additionnelles fournies par les condensateurs C_1, C_2, C_3 d'égale valeur.

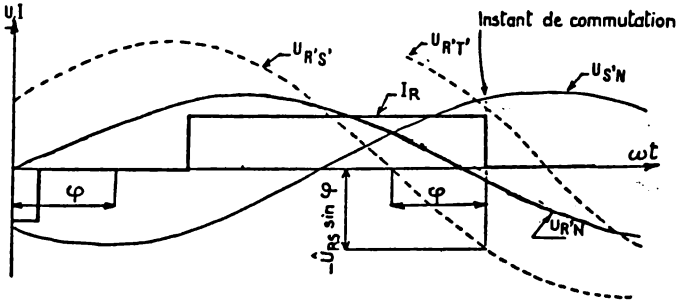


Fig. VII.30 – Tension et courant idéalisés de la phase R

A l'instant précédent l'enclenchement du thyristor Th_3 ($t < t_0$, voir figure VII.31 *a*), le courant continu I_d traverse Th_1, D_1 les phases R et T de la machine; les condensateurs sont chargés, par suite des commutations

précédentes, de façon telle que :

$$U_{AB} = + U_0$$
$$U_{BC} = 0$$
$$U_{CA} = - U_0$$

Les polarités des condensateurs sont indiquées sur la figure VII.31. De même, les parcours de courant sont repérés par des traits gras.

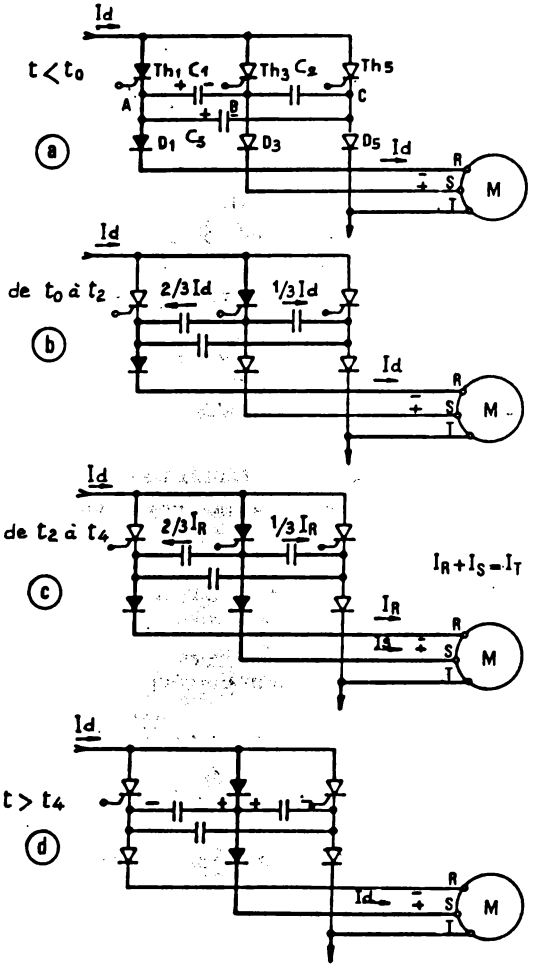


Fig. VII.31 – Schéma de la commutation.

Durant la conduction de D_1, la tension $U_{CA} + U_{RT}$ étant en général négative (sauf cas particuliers que nous n'examinerons pas ici), la diode D_5 est bloquée. A l'instant t_0, l'enclenchement du thyristor Th_3, du fait de la polarité de la tension U_{AB}, provoque le blocage de Th_1. Le courant I_d ne pouvant varier du fait de L_d, circulera immédiatement à travers Th_3 C_1, C_2, et C_3 en parallèle, D_1 et la phase R du moteur (fig. VII.31 *b*). Dans la réalité, de faibles inductances additionnelles sont insérées en série avec les condensateurs pour réduire la vitesse d'accroissement du courant (di/dt) dans les thyristors à une valeur admissible par ceux-ci.

Le courant I_d traversant le thyristor Th_3 se répartit ainsi :

$$I_{C1} = \frac{2}{3} I_d$$

$$I_{C2} = I_{C3} = \frac{1}{3} I_d.$$

Ces courants provoquent une charge des condensateurs dont la tension aux bornes varie linéairement (fig. VII.32, entre t_0 et t_2). En particulier, au temps t_1, la tension U_{AB} (donc aux bornes de Th_1, puisque Th_3 est conducteur) est nulle. Le temps $t_1 - t_0$ est, par suite, le temps durant lequel le thyristor Th_1 voit à ses bornes une tension inverse, c'est-à-dire son temps de repos, nécessaire pour qu'il puisse à nouveau supporter, sans enclenchement intempestif, une tension directe. Ce temps doit évidemment être supérieur à son temps de blocage.

A l'instant t_2, la tension U_{AB} est égale et opposée à la tension $U_{R'S'} = U_{RS}$ existant aux bornes de la machine. Cette tension vaut à peu près (en confondant l'instant t_2 avec l'instant t_3 qui en est très voisin) $- U\sqrt{2} \sin \varphi$, en désignant par U la tension efficace apparaissant aux bornes de la machine et φ le déphasage existant entre la tension et l'onde fondamentale du courant.

Dans ces conditions, la tension existant aux bornes de la diode D_3 est nulle et celle-ci pourra conduire le courant dans la phase S de la machine. Par suite de l'existence des inductances de fuites l de la machine (voir schéma simplifié fig. VII.29), la commutation du courant de D_1 à D_3, donc de la phase R à la phase S de la machine, ne s'effectuera que progressivement. Durant cette commutation (intervalle de temps $t_4 - t_2$), le schéma équivalent à utiliser pour le calcul est donné par la figure VII.33. Il est possible de démontrer qu'il s'agit d'un circuit oscillant de fréquence angulaire propre

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3lC}}$$

C = condensateur par phase (montage en triangle)

l = inductance de fuites par phase.

Les courants I_R et I_S varient donc de façon sinusoïdale durant l'intervalle de temps $t_4 - t_2$ (fig. VII.32); le courant I_R s'annule au bout d'un quart de période du circuit oscillant. On a donc :

$$t_4 - t_2 = \frac{\pi}{2\omega_0} = \frac{\pi\sqrt{3lC}}{2}.$$

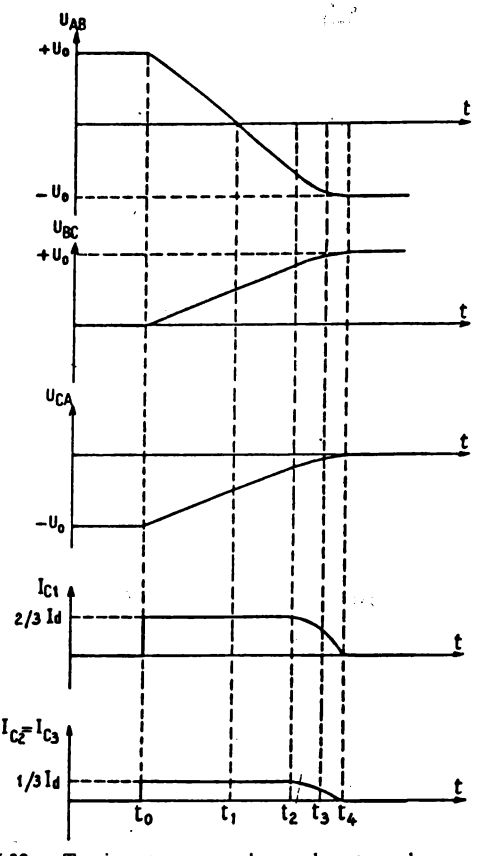


Fig. VII.32 – Tension et courants des condensateurs de commutation.

Puisque $I_R + I_S = I_d$, le courant dans la phase S atteint à l'instant t_4, la valeur I_d et la commutation est alors terminée. On a $U_{AB} = -U_0$, $U_{BC} = +U_0$, $U_{CA} \leqslant 0$; les condensateurs sont donc chargés de façon telle que la commutation de Th_3 à Th_5 puisse s'effectuer.

Dans ce type de montage, le condensateur se détermine à partir de l'énergie nécessaire pour commuter le courant d'une phase à une autre. Ce

n'est donc plus un condensateur de désamorçage des thyristors, mais bien un condensateur de commutation. Pour des fréquences inférieures à 100 Hz, il n'est généralement pas nécessaire de recourir à des thyristors rapides, le temps de désamorçage des thyristors normaux étant inférieur à celui de la commutation.

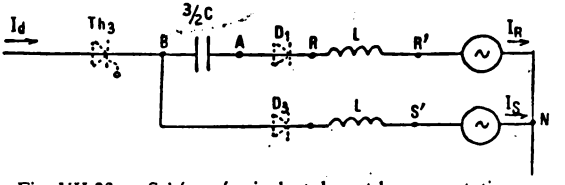


Fig. VII.33 – Schéma équivalent durant la commutation.

Pour l'alimentation d'un moteur d'induction, la valeur maximale des condensateurs de commutation est donnée avec une bonne approximation par la formule suivante :

$$C_{max} \simeq 0{,}666\left[0{,}91\,\frac{i_m f_{1n}}{U_m f_{1\,max}}\sqrt{l + 0{,}202\,\frac{U_m}{f_{1n} i_m}} - \sqrt{l}\right]^2$$

avec :

f_{1n} fréquence nominale,
f_{1max} fréquence maximale,
i_m courant magnétisant,
l inductance de fuite par phase (stator + rotor),
U_m tension crête nominale entre phases du moteur.

Toutefois, une approche plus fine permet de déterminer le temps de repos minimal et la valeur du condensateur.

– Temps de repos au démarrage et aux basses vitesses :

$$t_0 = \sqrt{3lC}$$

d'où :

$$C = \frac{t_0^2}{3l}.$$

– Détermination de C à la fréquence maximale $\left(\frac{1}{T_n}\right)$, avec un temps de commutation inférieur au tiers de la période.

$$\frac{6\sqrt{3}}{\pi}\,\frac{U_{1n}}{i_m}\,C + \sqrt{3lC}\left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \leqslant \frac{T_n}{3}.$$

— La combinaison des deux relations précédentes donne :

$$3{,}32\,\frac{U_{1n}}{i_m}\,\frac{t_0^2}{T_n}\,\frac{1}{l}+7{,}7\,\frac{t_0}{T_n}\leqslant 1$$

si l'on fait l'approximation suivante :

$$l=\frac{U_m\,.\,T_n}{2\pi\sqrt{3}\,I_d}$$

l'inéquation précédente devient :

$$\frac{I_d}{i_m}\leqslant 0{,}028\,6\left(\frac{T_n}{t_0}\right)\left(\frac{T_n}{t_0}-7{,}7\right).$$

La courbe de la figure VII.34 illustre cette relation et permet d'obtenir $\frac{T_n}{t_0}$ en fonction de $\frac{I_d}{i_m}$.

Le condensateur vaut alors :

$$C=3{,}6\,\frac{I_d t_0^2}{U_{1n}T_n}.$$

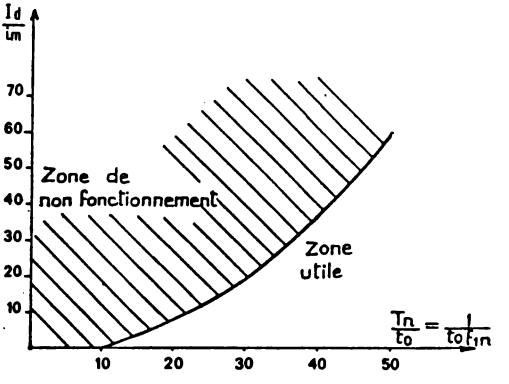


Fig. VII.34 — Courbe donnant $\frac{T_n}{t_0}$ en fonction de $\frac{I_d}{i_m}$.

Courants et tensions dans la machine (fig. VII.35)

Les ondes de courant dans la machine sont très faciles à définir puisque, si l'on considère une phase déterminée, un courant constant I_d y passe durant 120° électriques dans un sens, et, après une interruption de 60°, pendant 120° dans l'autre sens, puis après une nouvelle interruption de 60°, à nouveau 120° dans le premier sens, etc... en négligeant la durée des commutations,

supposée brève par rapport à la période des courants d'alimentation de la machine.

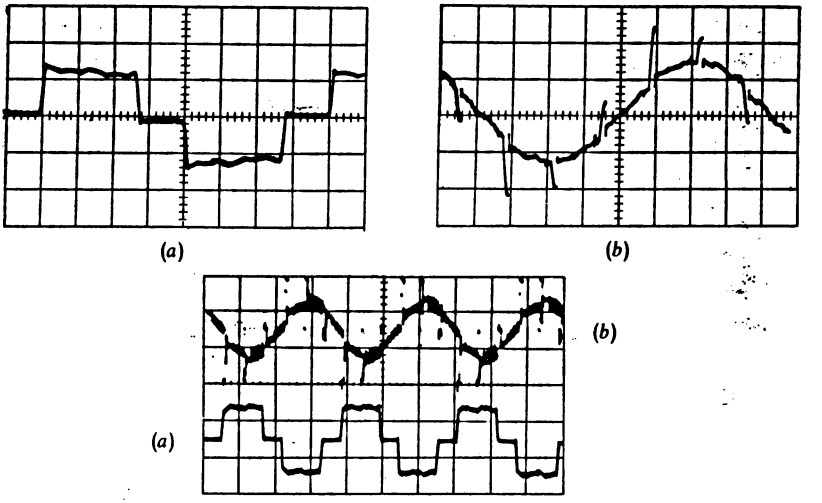


Fig. VII.35 – Courant (*a*) et tension (*b*) vus par la machine.

La valeur efficace fondamentale de ces courants est donnée par :

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$$

cependant que leur valeur efficace vaut :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d.$$

Le coefficient de distorsion est :

$$\mu = \frac{3}{\pi} = 0{,}955.$$

Le résidu harmonique $p.u$ est donné par :

$$r = \sqrt{\frac{I_3^2 + I_5^2 + \ldots}{I_1}} = \sqrt{\frac{I_{\text{eff}}^2}{I_1^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} \simeq 0{,}3.$$

En fait, l'inductance de lissage L_d formant le circuit à courant continu intermédiaire a une grandeur finie et le courant continu I_d présente une légère ondulation qui élève légèrement la distorsion des courants traversant les enroulements de la machine.

La machine étant fortement découplée de la source par l'inductance de lissage L_d, la tension qui apparaît à ses bornes n'est autre que sa force électromotrice sinusoïdale, légèrement affectée par les commutations. En effet, durant celles-ci, on applique entre les bornes concernées la tension des condensateurs de commutation (intervalle de temps $t_4 - t_2$, fig. VII.32). Cette tension apparaît 6 fois par période, sous l'aspect de pics de tension ayant la forme d'un quart de sinusoïde, sur la figure VII.35*b*.

VII.5.3. Commutateur de courant avec thyristors auxiliaires

Le schéma est représenté figure VII.36. Son principe est voisin de celui du commutateur de courant avec diodes de blocage. Ici, la commutation se fait par l'intermédiaire de thyristors auxiliaires. On voit sur la figure que, par exemple, pour commuter le courant de la phase R vers la phase S, la commutation de Th_1 à Th_3 s'effectue par l'amorçage de Th_1'. Dans ce montage, l'énergie nécessaire au transfert du courant d'une phase à l'autre est apportée par les condensateurs C_1, C_2 et C_3 qui ont chacun pour valeur maximale :

$$C_{max} \simeq \left[0{,}91 \frac{i_m f_{1n}}{U_m f_{1max}} \sqrt{1 + 0{,}202 \frac{U_m}{f_{1n} i_m}} - \sqrt{1} \right]^2.$$

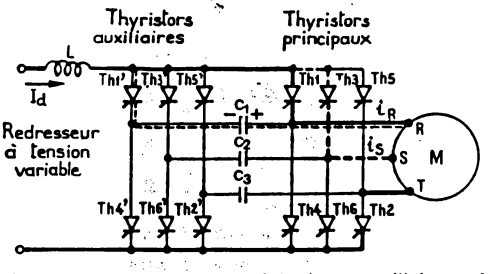


Fig. VII.36 – Commutateur de courant avec 6 thyristors auxiliaires et 3 condensateurs.

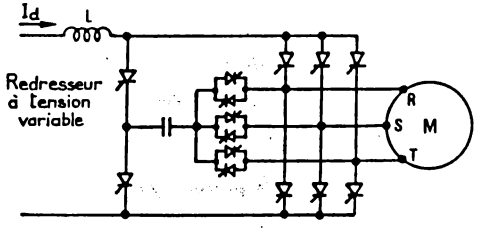


Fig. VII.37 – Commutateur de courant avec 8 thyristors auxiliaires (2 de commutation et 6 d'aiguillage) et un seul condensateur.

En variante à ce schéma, on peut retenir un seul condensateur pour toutes les commutations du commutateur en utilisant des thyristors auxiliaires d'aiguillage, comme représenté sur la figure VII.37. Bien entendu, le condensateur sera sollicité six fois par période.

VII.5.4. Commutateur de courant avec circuit de commutation dans le neutre de la machine

Il est possible d'alléger les circuits auxiliaires de commutation en les ramenant à un circuit unique placé dans le neutre de la machine (voir fig. VII.38). Le fonctionnement devient alors assez différent de celui des montages précédents. Sans entrer dans l'analyse mathématique du fonctionnement, on remarque sur la figure que les commutations sont plus complexes bien qu'elles soient ici simplifiées.

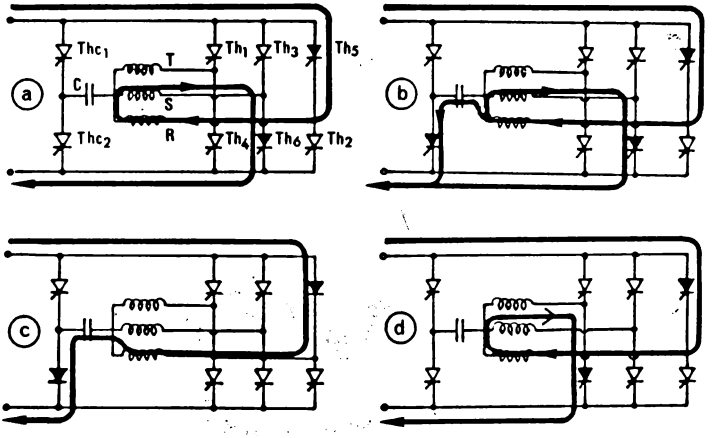


Fig. VII.38 — Commutateur de courant avec circuit de commutation dans le neutre de la machine.

a Conduction des phases R et S (Th_5 et Th_6).
b 1re phase de la commutation de la phase S à la phase T (amorçage Th_{c2}).
c 2e phase de la commutation (désamorçage de Th_6) conduction de la phase R seule.
d Fin de la commutation, conduction des phases R et T (Th_5 et Th_4).

On voit apparaître en particulier la conduction d'une seule phase au deuxième temps de la commutation. Il résulte de cette commutation allongée, par rapport aux autres montages décrits, des ondes de courant inférieures à 120° électriques, et, par conséquent, un léger accroissement des harmoniques de courant dans la machine et des pulsations de couple.

Il faut noter aussi que le gain obtenu par la réduction des circuits de commutation est, en grande partie, annulé par l'augmentation des fonctions électroniques qui contrôlent les commutations.

VII.5.5. Réversibilité

a) *Du couple*

Lorsque la machine mécanique ou hydraulique devient entraînante, l'énergie cinétique est transformée en énergie électrique par la machine électrique. Le commutateur de courant devient redresseur et, si le convertisseur côté réseau est un montage « tout thyristors », il opère alors en onduleur et contrôle le couple de freinage (cf. § VII.6.3). En effet le sens du courant continu reste le même, mais la tension s'inverse.

b) *De la vitesse*

La réversibilité de la vitesse est assurée par l'inversion du champ tournant. Celle-ci est effectuée par action sur la distribution des impulsions de commande des thyristors du commutateur, ce qui revient au même que le croisement de phases bien connu. Un tel système peut donc, on le voit, opérer dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

VII.5.6. Redresseur commutateur de courant à transistors

Pour les puissances faibles (< 30 kW – voire 50 kW –), il est souvent plus économique d'utiliser des transistors.

On peut décrire, à titre d'exemple, le schéma de la figure VII.39 qui comprend un redresseur d'entrée à 6 thyristors et un commutateur à 6 transistors, 6 diodes de retour, 2 diodes de blocage et un condensateur de commutation. La conduction des transistors est, là aussi, de 120° électriques, ce qui veut dire que les formes d'ondes obtenues sur le courant et la tension du moteur, sont les mêmes que celles de la figure VII.35.

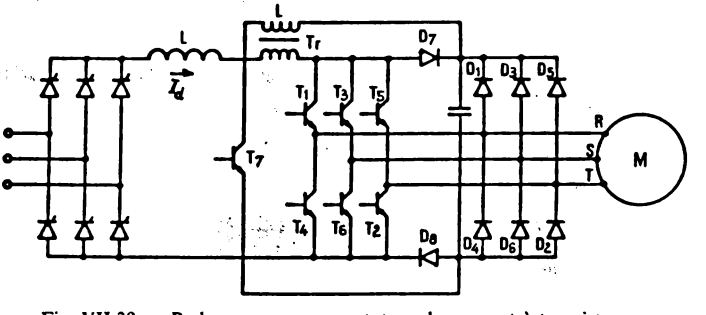


Fig. VII.39 – Redresseur – commutateur de courant à transistors.

La commutation entre deux transistors, par exemple, entre T_1 et T_3, se fait suivant la figure VII.40*a*. Les transistors T_1 et T_2 sont initialement

conducteurs et le courant provenant de l'étage intermédiaire parcourt le trajet indiqué sur la figure, c'est-à-dire T_1, phase R, phase T et T_2.

La commutation entre T_1 et T_3 provoque simultanément le blocage de T_1 et la conduction de T_3. Le courant provenant de la source emprunte alors deux chemins. Il y a d'abord très rapidement commutation entre le transistor T_1 et la diode D_4, et le courant passe par D_7, C, D_4, phase R, phase T et T_2 en décroissant de I jusqu'à 0 dans la partie D_7 C, D_4, phase R, tandis qu'il croît de 0 à I dans la partie T_3, phase S. A la fin de la commutation, le courant passe par T_3, phase S, phase T, T_2. C'est la tension U_0 aux bornes du condensateur C qui, étant supérieure à la tension de la machine, permet à la commutation de s'effectuer, le courant ayant toujours tendance à utiliser le chemin où la contre-tension est la plus faible, (fig. VII.40 *b* et *c*).

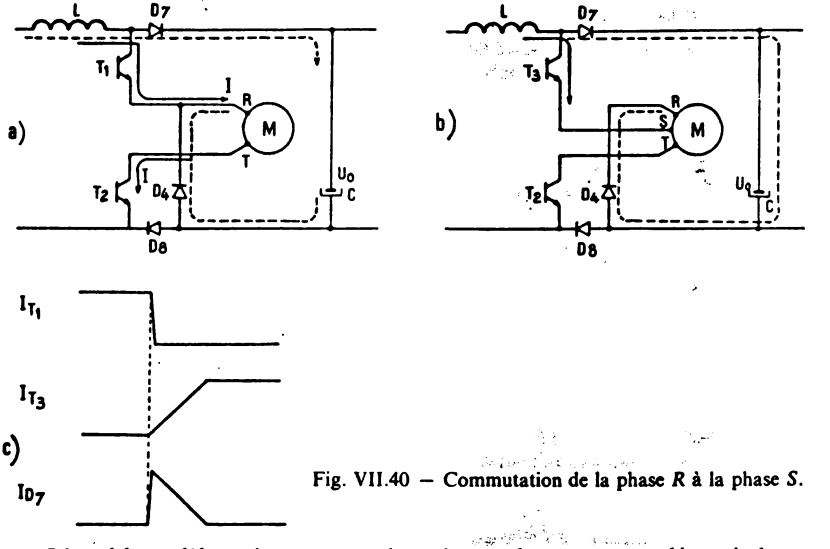


Fig. VII.40 — Commutation de la phase R à la phase S.

L'excédent d'énergie contenu dans le condensateur est déversé dans l'étage courant continu, par l'intermédiaire de l'autotransformateur T_r et du transistor T_7 qui assure le contrôle.

VII.5.7. Formes d'ondes et harmoniques des alimentations en courant

— *Harmoniques de courant*

Les ondes de courant dans le moteur sont très faciles à définir puisque, si l'on considère une phase déterminée, un courant constant y passe pendant 120° dans un sens, et, après une interruption de 60°, en sens inverse pendant

120° (fig. VII.35). Puisque l'onde de courant est donnée directement, l'analyse harmonique est très facile et elle conduit immédiatement à :

$$I_1/I_{eff} = 3/\pi \qquad (I_{eff} \text{ étant le courant efficace total}),$$

donc à un résidu harmonique $p.u$ donné par :

$$r = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} = 0{,}311.$$

En fait, l'inductance de lissage et la fréquence d'ondulation de la tension redressée sont finies, et le courant continu, distribué dans le moteur, présente une certaine ondulation.

Cette ondulation est faible vers la tension nulle et la tension maximale, et elle est maximale dans toute la gamme des tensions intermédiaires. Si on limite, par exemple, dans cette zone, l'ondulation à ± 20 % du courant maximal, le taux de distorsion s'élève à 0,35.

Par contre, l'affaiblissement des inductances du moteur pour les harmoniques n'apporte pas de majoration de ceux-ci, comme c'est le cas avec les onduleurs de tension.

Si I_1 est la valeur efficace du courant fondamental, le courant continu nominal est :

$$I_d = 1{,}28 I_1,$$

et, en tenant compte d'une ondulation maximale de 20 %, la valeur maximale du courant à commuter dans les thyristors sera :

$$I_{max} = 1{,}2 I_d \simeq 1{,}54 I_1$$

donc inférieure à celle qui se présente dans le cas des ondes de tension rectangulaires ou découpées avec un faible indice de modulation.

— *Harmoniques de tension*

Entre les commutations, le courant est pratiquement constant, et la tension qui apparaît aux bornes du moteur n'est donc autre que la force électromotrice, sinusoïdale, de ce dernier (fig. VII.35).

Pendant les commutations, on applique la tension continue aux phases concernées, une tension en forme de créneaux est superposée à l'onde fondamentale. La durée de ces créneaux est fournie par l'équation de commutation :

$$\Delta t = \frac{2lI_d}{E - e}$$

avec

l inductance de fuite par phase (si le moteur est monté en étoile),
E la tension continue,
e la force électromotrice,

et il est évident que le temps de commutation est d'autant plus bref que

l'inductance de fuite est réduite. Contrairement aux cas précédents, il y a donc avantage, pour l'onde de courant imposée, à ramener la réactance de fuite à sa valeur minimale.

L'incidence de ces harmoniques sur le rendement du moteur est du même ordre que dans le cas d'une onde rectangulaire de tension, c'est-à-dire 1 à 3 %

– *Pulsations de couple*

La constante de temps du flux dans un moteur à induction est de l'ordre d'une seconde, soit bien supérieure au temps entre deux commutations. On peut donc supposer, en première approximation, que, pendant cet intervalle de temps, le flux est constant en module et entraîné par le rotor. Or, entre deux commutations, la répartition des ampères-tours est figée, de sorte que le couple s'écrit :

$$C = K\Phi I_d \cos \theta$$

θ étant le déphasage entre les vecteurs représentant la tension interne et le courant.

Il est commode d'opérer un changement d'origine de l'angle électrique pour que, entre deux commutations, le nouvel angle x varie de $-\pi/6$ à $+\pi/6$.

Si φ_0 est le retard du courant par rapport à la tension interne :

$$\theta = x + \varphi_0 = \omega t + \varphi_0$$

de sorte que : $C = K\Phi I_d \cos (x + \varphi_0)$

$$= K\Phi I_d(\cos \varphi_0 \cos \omega t - \sin \varphi_0 \sin \omega t)$$

qui n'est valable que pour $-\frac{\pi}{6} \leqslant \omega t \leqslant \frac{\pi}{6}$.

La variation du couple, en fonction du temps, se présente sous la forme d'arcs de sinusoïde de 60° avec des discontinuités lors du passage d'un arc à l'autre (fig. VII.41 *a*).

En fait, les commutations n'ont pas lieu instantanément, et la variation ci-dessus du couple a lieu pendant une durée finie (environ 500 µs pour un moteur 50 Hz) comme le montre la figure VII-41 *b*).

Les variations de couple sont donc données par la relation :

$$\Delta C = K\Phi I_d 2 \sin \frac{\pi}{6} \sin \varphi_0 = K\Phi I_d \sin \varphi_0.$$

Or, $I_d \sin \varphi_0 = i_m$ (i_m = courant magnétisant).

On peut maintenant évaluer la composante principale du couple pulsatoire. Pour un montage d'indice de pulsation 6, on a :

$$C_6 = \frac{1}{\pi} K\Phi i_m \sin 6\omega t.$$

Comme $\Phi = L.i_m$, on peut écrire :

$$C_6 = \frac{K}{\pi L} \Phi^2 \sin 6\omega t.$$

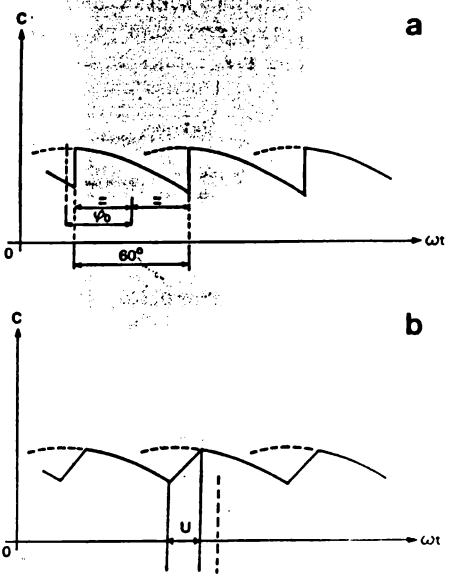


Fig. VII.41 – Évolution dans le temps du couple d'un moteur à cage alimenté par onduleur de courant.

a) Commutation instantanée théorique.
b) Commutation durant un angle électrique *u*.

On voit que le couple pulsatoire ne dépend que du flux et non de la charge.

Comparons maintenant le couple pulsatoire à la composante moyenne du couple nominal qui est égal à :

$$C_0 = K\Phi I_d \frac{3}{\pi} \cos \varphi_0.$$

Le rapport est ainsi :

$$\frac{C_6}{C_0} = \frac{1}{3} \operatorname{tg} \varphi_0 \# \frac{1}{3} \frac{i_m}{I_1}$$

et si, par exemple :

$$I_1 = 3i_m$$

$$\frac{C_6}{C_0} = \frac{1}{9} = 11\ \%.$$

Cette ondulation du couple est relativement faible et n'apporte aucune gêne dans la plupart des applications courantes. Toutefois, si l'on désire réduire l'amplitude des pulsations de couple et augmenter leur fréquence, on aura recours à un montage dodécaphasé, donc d'indice de pulsation 12.

Le moteur a alors un double bobinage statorique, par exemple deux étoiles imbriquées, mais isolées galvaniquement, décalées de 30° électriques.

Ces deux étoiles sont alimentées chacune par un commutateur de courant, dont les commutations sont décalées, elles aussi, les unes des autres de 30°. Les deux commutateurs étant placés en série, le problème d'équilibrage du courant dans les deux étoiles ne se pose pas. La figure VII.42 montre un tel montage.

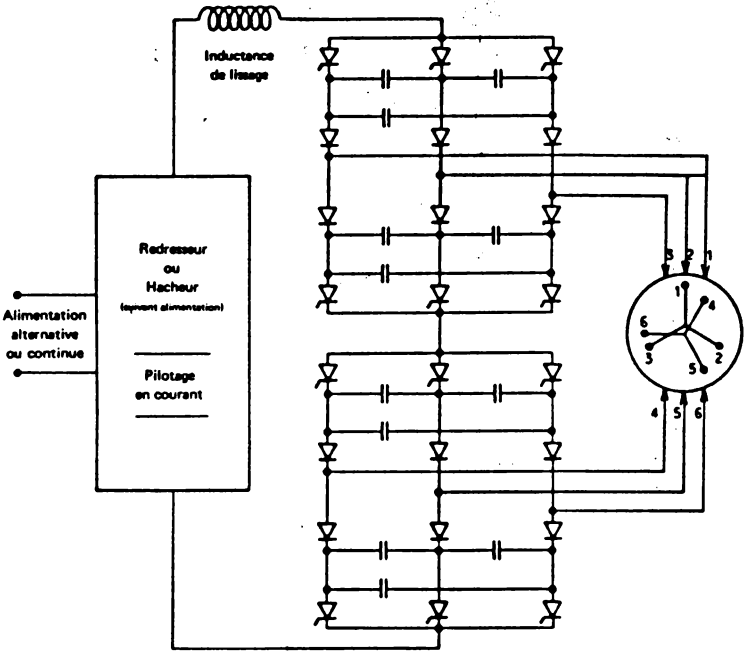


Fig. VII.42 – Commutateur de courant dodécaphasé (moteur d'induction à deux bobinages).

Le couple pulsatoire devient :

$$C_{12} = \frac{K}{2\pi L} \Phi^2 \sin 12\omega t.$$

Nous avons bien réduit de moitié l'amplitude des pulsations de couple et doublé leur fréquence.

VII.5.8. Applications des redresseurs-commutateurs de courant

Les montages en courant sont, en général, caractérisés par une grande sûreté de fonctionnement. La présence d'une inductance de valeur élevée empêche une évolution trop rapide d'un éventuel courant de défaut et laisse

aux protections électroniques incluses dans la commande tout le temps de réagir.

Ils peuvent couvrir une large gamme de puissances : du kW à plusieurs MW et peuvent opérer à plusieurs centaines de Hz, ce qui donne de nombreuses possibilités d'applications aux entraînements à vitesse variable par moteur d'induction à cage.

On peut citer par exemple, les entraînements : de ventilateurs et aéroréfrigérants, d'extrudeuses, de mélangeurs, de compresseurs, de broches, de pompes, etc.

Bien que particulièrement adaptés aux commandes monomoteurs, les redresseurs commutateurs de courant conviennent très bien également aux commandes multimoteurs, moyennant de simples précautions.

VII.5.9. Hacheur-commutateur de courant

Dans le cas de sources d'alimentation continues, le réglage du courant en amont du commutateur est naturellement fait par un hacheur. Le schéma simplifié est représenté figure VII.43. Pour plus de détails sur le hacheur, voir « commande électronique des moteurs à courant continu ».

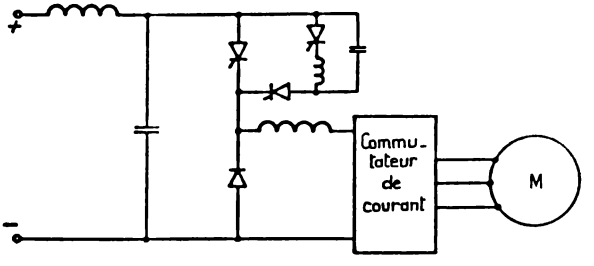


Fig. VII.43 – Hacheur-commutateur de courant.

Le hacheur-commutateur de courant a son application en traction ou en propulsion électrique. Il peut être également utilisé dans le cas d'alimentation secourue par batterie d'accumulateurs.

VII.6 Redresseur-onduleur à commutation par la machine

Il s'agit, bien entendu, d'alimentation de moteur synchrone, autopiloté suivant le principe décrit au chapitre V.2.

VII.6.1. Principe

Ce montage est appelé redresseur-onduleur car il est constitué par deux convertisseurs, en pont de Graëtz triphasé par exemple (fig. VII.44) (on peut, bien entendu, envisager un système à six phases ou plus), reliés par un étage intermédiaire à courant continu lissé par une inductance. Dans le fonctionnement en moteur, le convertisseur 1 (côté réseau) opère en redresseur et délivre l'énergie active au circuit intermédiaire à courant continu. Le convertisseur 2 (côté machine) est piloté par celle-ci et opère en onduleur assisté. Il fournit une tension continue redressée antagoniste. Il prend le courant continu et le commute périodiquement d'une phase du moteur à une autre : c'est un commutateur de courant qui produit des courants triphasés à fréquence variable, de forme rectangulaire et de durée égale à 120°, pour fournir le couple au moteur. La commutation de l'onduleur est assurée par la tension aux bornes de la machine synchrone surexcitée de manière à fournir l'énergie réactive nécessaire à la commutation (fig. VII.45).

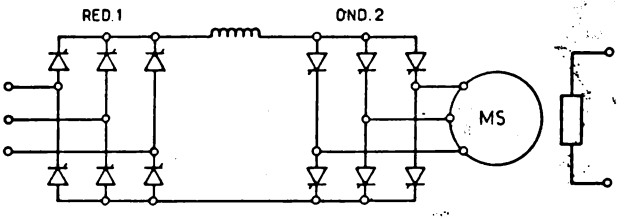


Fig. VII.44 – Schéma de principe.

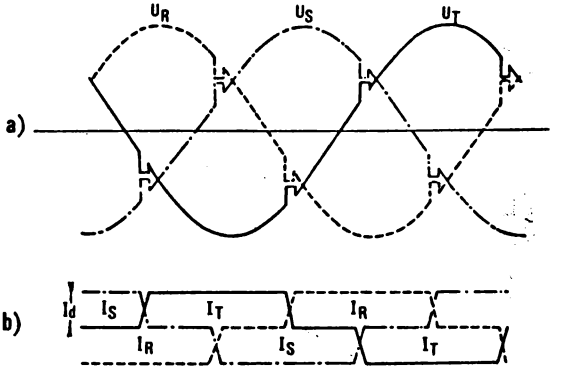


Fig. VII.45 – Tensions (*a*) et courants (*b*) théoriques du moteur

La figure VII.46 montre les tensions et courants vus par le moteur.

Le courant moteur est égal à :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \qquad I_{\text{fondeff}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d.$$

Le schéma unifilaire est donné sur la figure VII.47. Les simplifications suivantes ont été faites : les résistances, du côté machine et du côté réseau, sont supposées nulles, l'inductance de lissage est supposée infinie et sa résistance vaut R_c. La tension redressée par *RED* est égale à :

$$U_{d\alpha_1} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_L \cos \alpha_1 - \frac{3}{\pi} X_1 I_d$$

avec :

I_d courant continu,
U_L tension simple du réseau,
X_1 réactance de commutation côté réseau (par phase),
α_1 angle de retard à l'amorçage de *RED*.

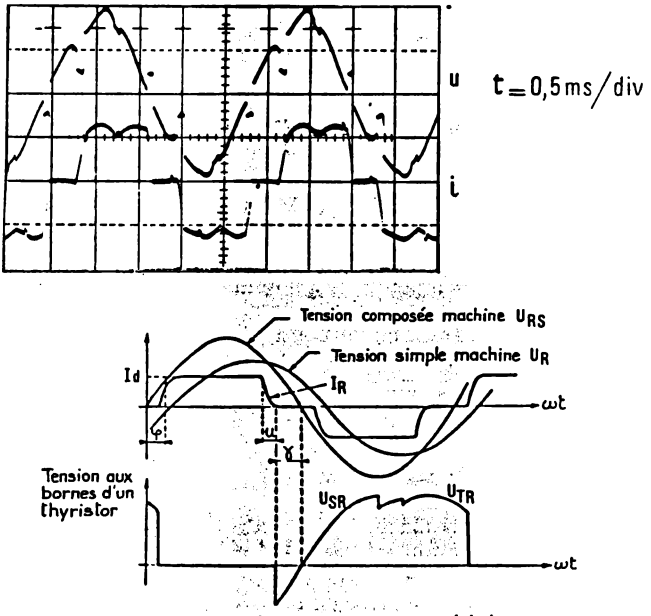


Fig. VII.46 – Tensions et courants caractéristiques.

La machine est traversée par un courant I et, à partir du diagramme unifilaire de la figure VII.47, on peut écrire pour *OND* :

$$U_{d\alpha_2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_i \cos \alpha_2 + \frac{3}{\pi} X_c I_d$$

où :

U_i est la tension interne de la machine,

X_c est la réactance de commutation (côté machine) dont la valeur, dans la plupart des cas, est admise peu différente de la réactance subtransitoire X''_d.

Il faut ajouter :

$$U_{d\alpha_1} + U_{d\alpha_2} = R_c I_d.$$

Ainsi en raison des conventions de signes ($U_{d\alpha_1} > 0$, $U_{d\alpha_2} < 0$), a-t-on une relation entre α_1 et α_2.

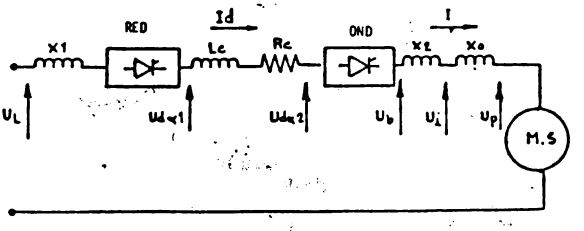


Fig. VII.47 – Schéma équivalent de l'alimentation d'un moteur synchrone par redresseur-onduleur autopiloté.

Rappelons que le fonctionnement en onduleur assisté impose une limite de déphasage :

$$\alpha_{2m} = \pi - \beta$$

avec :

β (angle d'avance) = u (angle de commutation) + γ (angle de garde).

Le convertisseur côté réseau contrôle donc l'amplitude du courant, il est commandé par un circuit d'amorçage synchronisé avec le réseau et dans lequel la position des impulsions dans la période est déterminée par le régulateur d'intensité qui est, lui-même, sous la dépendance du régulateur de vitesse.

Le convertisseur côté machine est, en dehors du démarrage et des basses vitesses, commuté par la machine. Les ordres de commutation du courant d'une phase à une autre sont donnés par la machine qui autodétermine ainsi sa fréquence. Ils sont élaborés, soit à partir de la tension même de la machine et c'est la solution la plus facile en dehors du démarrage, soit à partir d'un capteur de position du rotor.

Ce capteur, constitué par un disque solidaire du rotor et trois éléments sensibles fixés au stator, définit l'amorçage de chaque thyristor dès que l'axe polaire prend une position déterminée par rapport aux bobines (fig. V.8). Le nombre d'encoches est égal au nombre de paires de pôles (p) de la machine et l'angle géométrique entre éléments sensibles vaut $120°/p$.

VII.6.2. Démarrage et commutation aux basses vitesses

A l'arrêt et à faible vitesse, la machine est incapable de commuter le courant. La commutation naturelle n'est possible que si la tension de la machine est supérieure à une certaine valeur minimale. En pratique, elle s'effectue de manière satisfaisante pour des vitesses supérieures à 5 ou 10 % de la vitesse nominale. Au dessous, différentes solutions sont utilisables :

– Commutation forcée par des circuits auxiliaires (condensateurs et thyristors auxiliaires) dimensionnés uniquement pour le démarrage. On est ramené au montage de la figure VII.38 qui permet le plus facilement d'exclure la commutation forcée, dès que la machine peut assurer elle-même la commutation. Le circuit de commutation n'étant utilisé qu'aux basses vitesses, le condensateur peut être chargé par une source auxiliaire, ce qui permet de retrouver une onde de courant de 120° (cf. VII.5.3).

Cette solution mixte est peu séduisante, mais ne doit pas être écartée, en particulier, pour les moteurs de fréquence supérieure à quelques centaines de Hz, ou encore lorsque les pulsations de couple sont à proscrire durant la phase de démarrage.

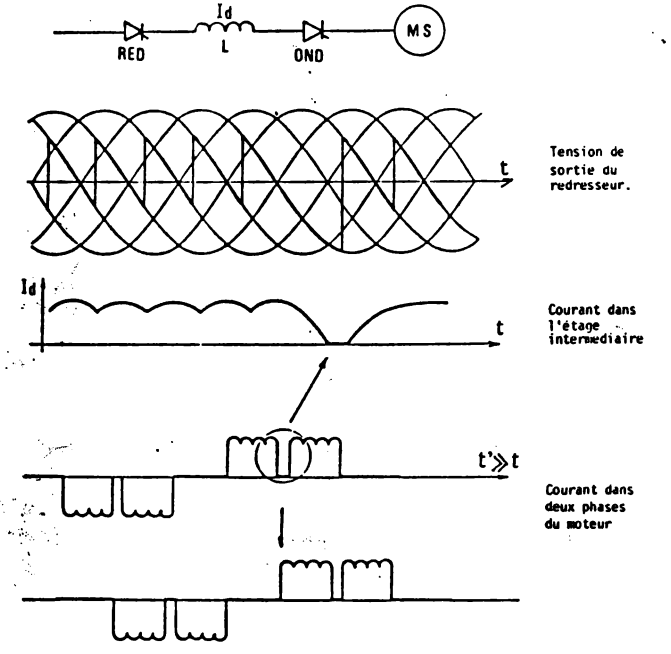


Fig. VII.48 – Commutation aux basses vitesses assistée par le passage rapide du redresseur en onduleur

– La seconde méthode consiste à annuler le courant continu à chaque commutation du courant dans les phases par le convertisseur *RED* qui opère un court instant en onduleur (fig. VII.48). Lorsque le courant s'annule, les thyristors du convertisseur *OND* se désamorcent et, par l'amorçage d'une nouvelle paire de thyristors, on aiguille le courant, rétabli par le fonctionnement en redresseur de *RED*, vers la phase suivante du moteur. La durée d'annulation du courant (quelques millisecondes) est déterminée par la dynamique du convertisseur *RED* (en onduleur) et les inductances du circuit.

– Toujours dans le même esprit, l'annulation du courant dans le convertisseur *OND* (pour permettre la commutation) peut être obtenue par un thyristor de roue libre qui met l'inductance en court-circuit durant l'alternance négative de la tension du redresseur *RED* (fig. VII.49). Le courant est alors commuté de *OND* dans le thyristor de roue libre. Dès que la tension du redresseur redevient positive, le courant se rétablit dans l'onduleur pour alimenter la phase suivante.

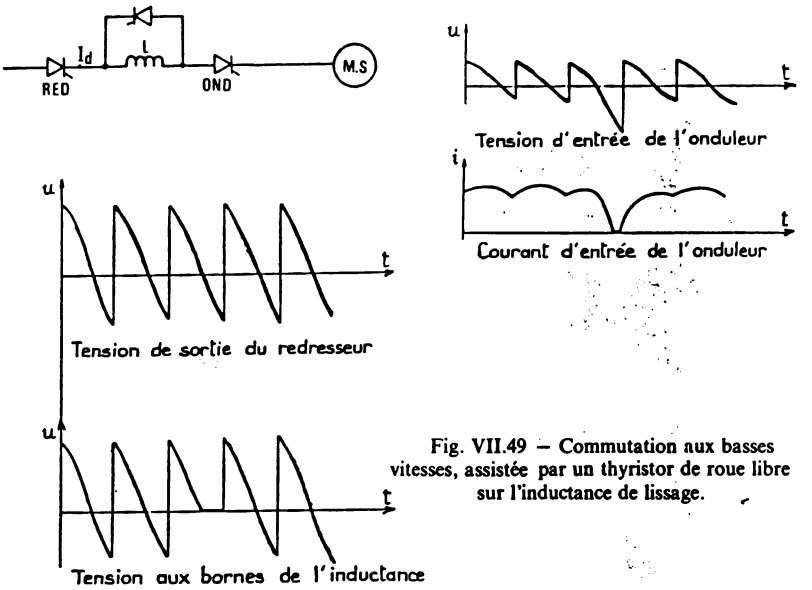


Fig. VII.49 – Commutation aux basses vitesses, assistée par un thyristor de roue libre sur l'inductance de lissage.

Il faut noter que cette commutation par interruption du courant continu peut être très rapide, comme en témoigne l'oscillogramme de la figure VII.50 (4 ms environ à comparer à la durée de l'onde rectangulaire de courant, alors supérieure à 100 ms).

Une logique appropriée décide, suivant la vitesse, si la commutation est naturelle (par la f.é.m.) ou artificielle (par interruption ou dérivation du courant continu).

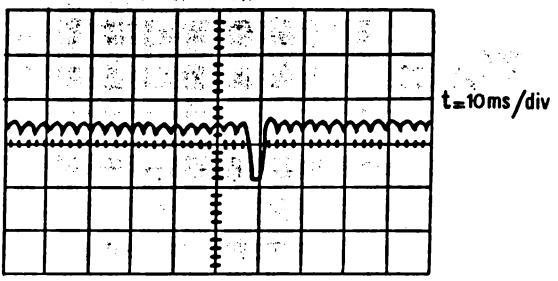


Fig. VII.50 – Interruption du courant continu pour la commutation aux basses vitesses.

VII.6.3. Freinage et réversibilité

L'inversion du couple, ou freinage, s'effectue en renvoyant l'énergie provenant de la machine sur le réseau. Le convertisseur *OND* devient alors redresseur et *RED* (comme dans le cas du moteur à courant continu) devient onduleur. L'inversion du sens de marche est effectuée en changeant le sens de distribution des ordres de commande des thyristors du convertisseur 2, ce qui inverse le champ tournant de la machine.

Un tel entraînement est donc capable de fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse (fig. VII.51). Il faut noter d'ailleurs que, contrairement au moteur à courant continu, la réversibilité de vitesse ne demande aucun accroissement de la partie puissance et très peu sur la partie commande. L'oscillogramme de la figure VII.52 montre une inversion de vitesse avec fonctionnement dans les quatre quadrants.

VII.6.4. Harmoniques

Il n'est pas nécessaire de revenir sur l'analyse harmonique de courant rectangulaire de 120° vue au § VII.5.6. Par contre, nous allons examiner les harmoniques de couple qui sont peu différents, d'ailleurs, de ceux rencontrés avec un moteur d'induction alimenté par redresseur-commutateur de courant. Restons, pour le moment, dans le cas d'un redresseur-onduleur en pont de Graëtz triphasé. Ce convertisseur fournit six positions discrètes au flux d'induction de l'induit qui tourne par bonds, alors que le champ total tourne de façon pratiquement continue.

La figure VII.53 visualise, en fonction du temps, l'évolution entre deux commutations successives (phase *S* à phase *T*, et phase *R* à phase *S*) de la position du rotor (enroulement *FF'*) et des flux Φ_r (flux rotor), Φ_s (flux stator) et Φ_t (flux total d'entrefer), dans le cas d'une machine bipolaire à rotor lisse

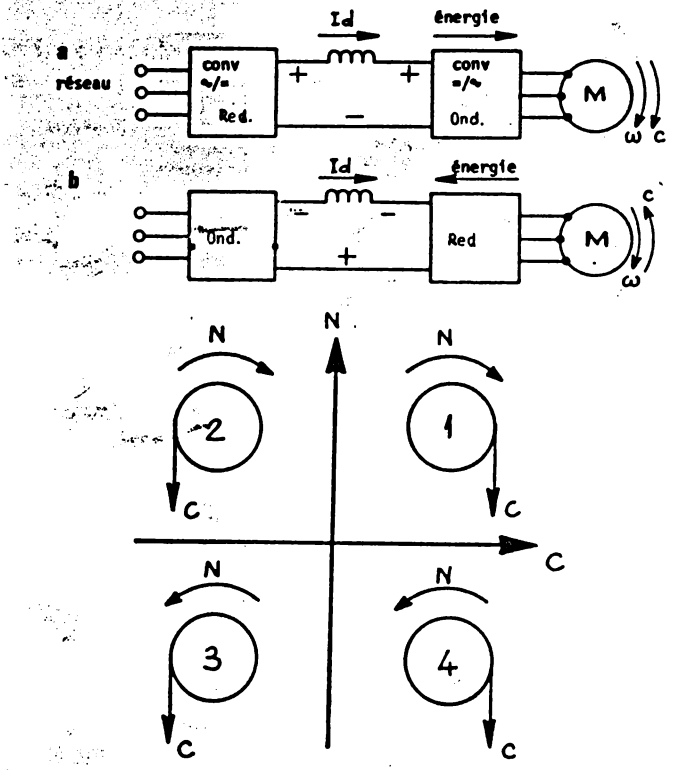


Fig. VII.51 – Fonctionnement en moteur et en génératrice d'un redresseur-onduleur de courant.

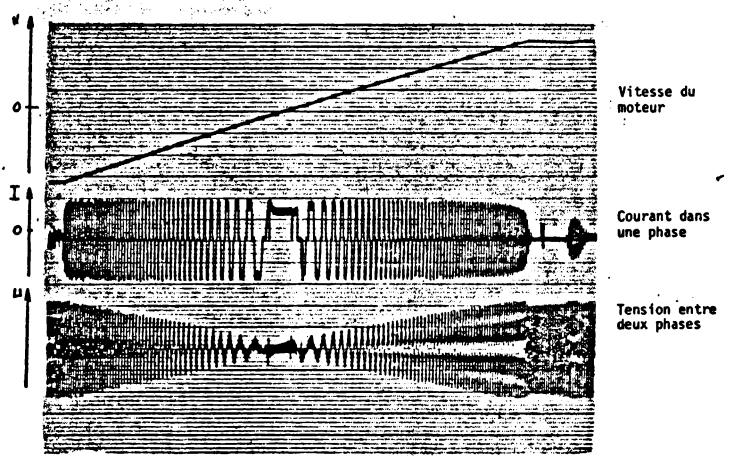


Fig. VII.52 – Inversion de vitesse avec fonctionnement dans les quatre quadrants d'un moteur synchrone autopiloté, alimenté par redresseur-onduleur.

non saturée. On suppose également la vitesse de rotation régulière, par suite d'un moment d'inertie suffisant, et le courant d'excitation maintenu constant.

Dans le cas des figures VII.53 (*a*) (*b*) (*c*), l'angle entre le courant stator et la tension de la roue polaire, appelé x est nul, alors que pour les figures VII.53 (*e*) (*f*) (*g*) l'angle x vaut 60°. L'expression du couple moteur instantané s'écrivant :

$$C = k\Phi_r\Phi_s \sin \beta_1 = k\Phi_r\Phi_s \sin\left(\frac{2\pi}{3} + x - \omega t\right).$$

ωt variant de 0 à $\pi/3$

β_1 = angle entre les vecteurs Φ_s et Φ_r.

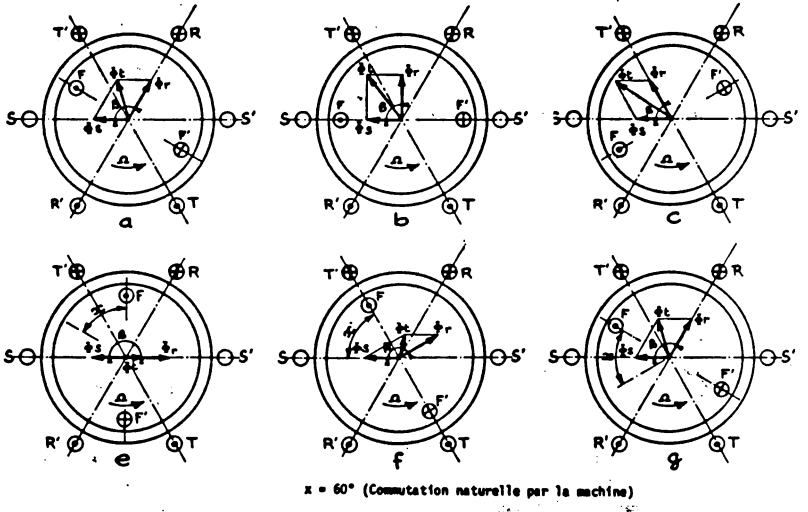


Fig. VII.53 – Évolution de position du rotor entre deux commutations.
- Moteur bipolaire à pôles lisses ($\Omega = \omega$).
- 1 conducteur stator par pôle et par phase.
- Pas d'amortisseur.

Il s'ensuit que celui-ci n'est pas constant entre deux commutations.

Le couple moyen est obtenu par intégration du couple instantané entre deux commutations :

$$C_0 = \frac{3k\Phi_r\Phi_s}{\pi} \int_0^{\pi/3} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + x - \omega t\right) d(\omega t) = \frac{3k\Phi_r\Phi_s}{\pi} \cos x.$$

A courant d'excitation et à courant stator fixés, le couple moyen moteur est maximal pour $x = 0$ (cas du démarrage) et faiblit à mesure que x augmente. Pour des raisons de commutation naturelle, il est malheureusement impossible de garder $x = 0$ en fonctionnement normal.

Le couple moyen s'écrit également :

$$C_0 = \frac{3}{\pi} K\Phi I_d \frac{\cos\beta + \cos\gamma}{2}$$

et l'on retrouve une formule connue qui se déduit de :

$$U_d = \frac{3}{\pi} E \frac{\cos\beta + \cos\gamma}{2}$$

E = valeur de crête de la tension subtransitoire entre phases.

Nota. Pour trouver K, il suffit d'égaler les expressions de la puissance mécanique.

$$P = U_d . I_d = C_0 \frac{\omega}{p} \qquad (p = \text{nombre de paires de pôles}).$$

c'est-à-dire :

$$\frac{3}{\pi} E I_d \frac{\cos\beta + \cos\gamma}{2} = \frac{3}{\pi} K\Phi I_d \frac{\cos\beta + \cos\gamma}{2} \frac{\omega}{p}$$

or $\Phi\omega = E$, donc $K = p$.

Voyons maintenant le premier harmonique de couple, en supposant la commutation très rapide et en nous plaçant en dehors de la période de démarrage.

On trouve :

$$C_6 = K\Phi I_d \left(\frac{3}{\pi} \cos\varphi_0 + \frac{1}{\pi} \sin\varphi_0 \sin 6\omega t \right).$$

Le rapport du couple pulsatoire au couple moyen est donc :

$$\frac{C_6}{C_0} = \frac{1}{3} \operatorname{tg} \varphi_0.$$

Avec cette formule, en supposant un angle de garde $\gamma = 15°$ et la commutation instantanée, on aurait :

$$\frac{C_6}{C_0} = \frac{1}{3} \operatorname{tg} 15° \simeq 8\ \%.$$

En réalité, la commutation naturelle, par le simple fait de la tension de la machine, n'est pas très rapide. Pour un courant donné et un mode de commande déterminé (fonctionnement à la limite de commutation), le temps de commutation dépend de la réactance de commutation de la machine X_c (voir § IX.4).

Des calculs plus longs montreraient que, pour $\beta = 30°$ (soit $\gamma = 15°$ et $u = 15°$) au aurait :

$$\frac{C_6}{C_0} = 0{,}13 \quad \text{et pour} \quad \beta = 45°, \quad \frac{C_6}{C_0} = 0{,}14.$$

La figure VII.54 montre l'incidence de X_c sur l'ondulation du couple.

Comme dans le cas du moteur asynchrone, l'emploi de moteur à deux bobinages décalés de 30° et alimentés par deux onduleurs à 6 pulsations, porterait le premier couple pulsatoire au rang 12 avec une amplitude moitié. En pratique, peu d'applications nécessitent cette disposition.

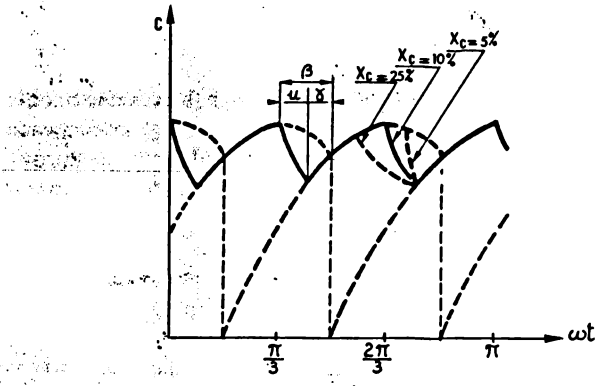


Fig. VII.54 – Évolution du couple instantané (en pilotage à la limite de commutation).

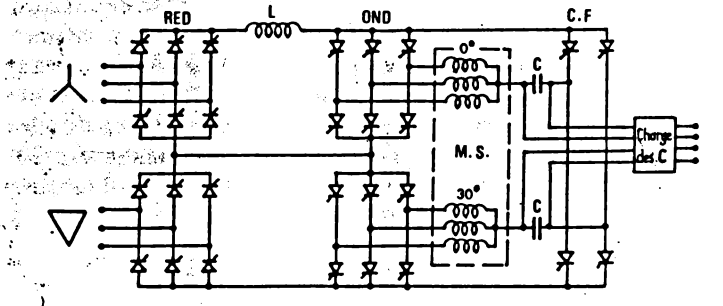


Fig. VII.55 – Montage à couples pulsatoires très réduits.
– redresseur-onduleur dodécaphasé.
– commutation forcée pour le démarrage.

Au démarrage et aux basses vitesses ($\leqslant 3\,\%$ à $4\,\%$ de N_n), la commutation par annulation du courant conduit à des pulsations de couple supplémentaires. Le temps d'annulation est si bref (fig. VII.50) que cela ne produit généralement pas de gêne. A cet égard le montage dodécaphasé, qui

vient d'être cité, minimise ce phénomène puisque le courant vu par le moteur ne tombe pas à zéro, mais à une valeur moitié, les commutations étant décalées entre les deux bobinages de 30°.

Rappelons aussi que l'utilisation de la commutation forcée au démarrage est possible. En résumé, pour une application qui craindrait particulièrement les pulsations de couple, l'emploi du montage de la figure VII.55 par exemple, est conseillé. On peut aussi séparer les deux redresseurs et les deux onduleurs, c'est-à-dire faire deux alimentations indépendantes; il convient alors d'ajouter un régulateur d'équilibrage des courants, ce qui est simple.

VII.6.5. Applications

Le moteur synchrone autopiloté, alimenté par redresseur-onduleur, trouve de très nombreuses applications dans pratiquement tous les domaines accessibles à la vitesse variable. Le redresseur-onduleur est économique quelle que soit la puissance puisqu'il est à commutation naturelle. On réalise ainsi des équipements dans une très large plage de puissance allant de quelques dizaines de kW, jusqu'à plusieurs dizaines de MW.

Pour les grosses puissances, on peut citer par exemple l'entraînement de gros compresseurs ou encore le démarrage de gros alternateurs hydrauliques dans les centrales d'accumulation.

Pour les petites et moyennes puissances, on emploie la technologie des convertisseurs d'alimentation de moteurs à courant continu. Pour les très fortes puissances (10 MW et plus), on utilise des valves de moyenne tension (5 à 20 kV) à thyristors, commandées par des systèmes opto-électroniques.

Les redresseurs-onduleurs peuvent délivrer des fréquences inférieures ou supérieures à celle du réseau. Ils peuvent donc alimenter des moteurs lents à quelques Hertz, des moteurs classiques autour de 50 ou 60 Hz où des moteurs plus rapides. Avec des thyristors normaux (sans spécification particulière de t_q) on peut aller jusqu'à 200 Hz. Avec des thyristors semi-rapides ($t_q \leqslant 50$ µs) on va jusqu'à 600 Hz, et avec des thyristors rapides ($t_q \leqslant 20$ µs) jusqu'à 1 000 Hz et plus (avec des t_q plus faibles).

VII.7 Hacheur-onduleur à commutation par la machine

Dans le cas d'une alimentation en courant continu, on remplace le redresseur *RED* par un hacheur. Le fonctionnement de la machine est le même ainsi que les caractéristiques obtenues (fig. VII.56). Au-dessus de la vitesse minimale, la commutation naturelle de *OND* s'effectue comme précédemment, le hacheur fonctionne normalement, Th_{RL1} est bloqué et Th_{RL2} commandé en permanence (thyristor de roue libre). Au-dessous de la

vitesse minimale, la commutation artificielle de *OND* se déroule comme suit : Th_{RL1} est commandé ainsi que Th_2, Th_{RL2} est bloqué, la capacité C_d se charge à $E + \Delta E$, une tension négative apparaît aux bornes de Th_{RL2} et des inductances de fuites du moteur (L est court-circuitée par Th_{RL1}) et cette tension accélère l'annulation du courant dans le moteur. Pour rétablir le courant dans la phase suivante, il suffit de réamorcer Th_1.

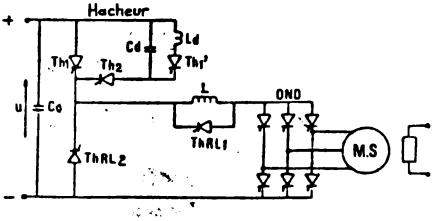


Fig. VII.56 – Hacheur-onduleur à commutation par la machine.

Le freinage peut être obtenu en commutant le hacheur de la position série à la position parallèle, comme décrit au chapitre IX du livre *Commande électronique des moteurs à courant continu.*

Le hacheur-onduleur peut être utilisé en traction ou propulsion électrique en partant d'une caténaire à courant continu ou d'une batterie d'accumulateurs.

CHAPITRE VIII

COMMANDE ET RÉGULATION DES ENTRAÎNEMENTS A VITESSE VARIABLE PAR MOTEURS A COURANT ALTERNATIF

Les principes de commande et de régulation diffèrent suivant les types d'entraînements (nature du moteur et du convertisseur) et les genres d'applications : couple constant, couple quadratique, un ou plusieurs moteurs, etc.

Ce chapitre en lui-même pourrait constituer un ouvrage. Nous nous limiterons ici à une description succincte des solutions utilisées.

VIII.1 Gradateur statique

L'ensemble gradateur-moteur peut constituer un variateur de vitesse en boucle fermée (fig. VIII.1). La vitesse mesurée par une dynamo tachymétrique est comparée à l'entrée d'un régulateur de vitesse à la

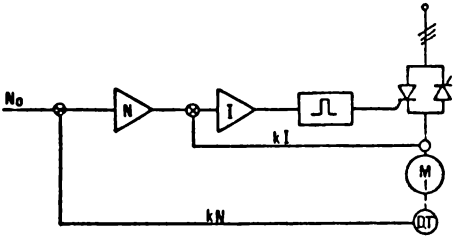


Fig. VIII.1 – Synoptique de la régulation de vitesse par gradateur.

référence N_0. Si l'erreur est positive ($N_0 > N$), le gradateur augmente la tension appliquée au stator, donc le couple, jusqu'à ce que $N = N_0$; dans le cas contraire ($N > N_0$), le gradateur réduit la tension appliquée au moteur.

On peut aisément adjoindre un régulateur-limiteur de courant; on a alors un ensemble de régulation, de structure semblable à celle d'un moteur à courant continu. La stabilité ne pose aucun problème si le moteur est tel que l'on obtienne une intersection univoque entre la caractéristique de charge et celle du couple, en fonction de la vitesse, pour les différentes valeurs de la tension du stator. C'est généralement le cas avec des moteurs à fort glissement (de l'ordre de 10 %).

On notera toutefois que les performances (précision, rapidité, stabilité) sont moins brillantes que celles des entraînements par moteurs à courant continu.

VIII.2 Cascade hyposynchrone

Nous avons vu au chapitre IV.2 que le couple du moteur est proportionnel au courant continu I_d, qui est, lui-même, proportionnel à la différence entre la tension du redresseur à diodes (tension rotorique redressée) et la f.c.é.m. opposée par l'onduleur. Il suffit donc de faire varier cette différence en jouant sur le retard à l'amorçage (angle α) du pont onduleur, pour augmenter ou diminuer le couple, donc la vitesse.

On arrive tout naturellement à une structure de régulation en cascade comparable à celle utilisée pour les moteurs à courant continu (fig. VIII.2). La vitesse est réglée par la boucle extérieure, en comparant la référence N_0 à la vitesse réelle N.

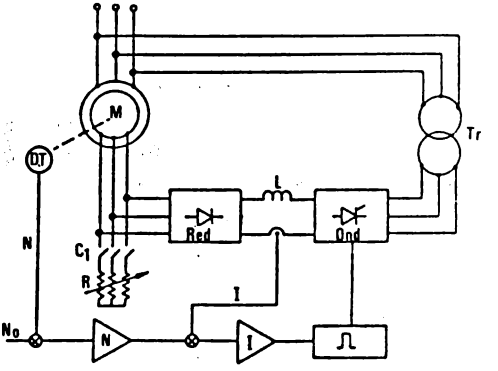


Fig. VIII.2 – Schéma d'ensemble: démarrage et régulation.

La sortie du régulateur de vitesse est la référence du régulateur de courant (donc du couple) qui constitue la boucle intérieure.

Les performances statiques obtenues sont tout à fait correctes, les performances dynamiques (rapidité) sont modestes mais suffisantes pour les applications de la cascade hyposynchrone.

Il a été démontré au chapitre IV.2 que l'intérêt de la cascade est que le dimensionnement des ponts redresseur et onduleur est limité à la profondeur de réglage :

$$P_{casc} = g_{max} \cdot P_n.$$

Il faut donc un rhéostat de démarrage, et la séquence est la suivante : on amène le moteur à une vitesse légèrement supérieure à celle correspondant à g_{max}, on débloque les impulsions du pont onduleur et on élimine la résistance par le contacteur C_1. La variation du glissement est ensuite assurée par l'ensemble de la cascade. Un tel schéma présente, en outre, l'avantage de rendre le dimensionnement de la boucle de récupération indépendant du couple élevé nécessaire au décollage ou au démarrage du moteur, et de permettre, en cas d'incident sur cette boucle, le fonctionnement en secours de la machine à sa vitesse maximale en court-circuit.

VIII.3 Moteur d'induction à fréquence variable

1. *Commande*

– Nous avons vu que les cycloconvertisseurs commutés par le réseau utilisent le même type de circuits de commande que les variateurs pour moteur à courant continu.

– Pour les onduleurs sans modulation, on rencontre deux types de commande :

- commande à 120° (fig. VIII.3 *b*)
- commande à 180° (fig. VIII.3 *c*).

– Pour les onduleurs à modulation de largeur d'impulsions, les circuits de commande assurent à la fois le pilotage en fréquence et le réglage de la tension appliquée au moteur, comme nous l'avons vu au § VII.3.

– On trouve maintenant sur le marché ces fonctions en circuits intégrés.

2. *Régulation*

– La tension alternative d'alimentation U_1 produit un flux alternatif par paire de pôles, donné par :

$$u_1 = n_s(d\varphi/dt) \qquad \text{d'où :} \qquad \varphi = (U_1\sqrt{2}/n_s\omega_1) \sin \omega_1 t$$

avec :

n_s = nombre de spires par paire de pôles.
$\omega_1 = 2\pi f_1$ radians . s^{-1} (f_1 fréquence du stator).

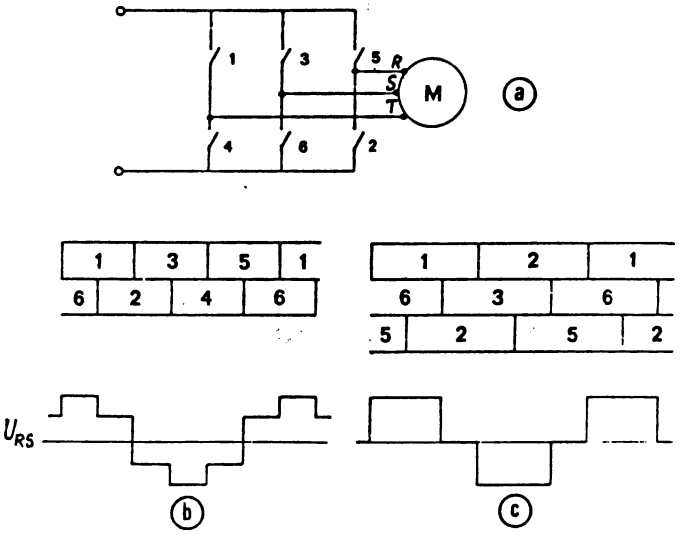


Fig. VIII.3 – Commande d'onduleurs à « onde pleine ».
a) Schéma de principe. *b*) Commande à 120°. *c*) Commande à 180°.

Comme Φ est indépendant de la vitesse du moteur et dépend seulement de U_1 et f_1, il est clair que, si Φ_{max} reste constant, le couple maximal peut être maintenu pour n'importe quelle vitesse du rotor. C'est réalisable en maintenant le rapport U_1/f_1 constant, ainsi que cela a déjà été expliqué.

– En réalité, l'effet des résistances devient sensible aux basses vitesses, et le flux dans l'entrefer se réduit. Pour maintenir le couple constant, il faut corriger légèrement le rapport U_1/f_1 aux basses vitesses. Bien entendu, la correction dépend des caractéristiques de la machine, elle peut être de l'ordre de 20 % au dixième de la vitesse de base.

Au-dessus de la vitesse de base, on maintient le convertisseur à sa tension nominale et on règle la vitesse en jouant sur f_1.

Dans ce cas, on n'est pas réellement à puissance constante. Pour cela, il faudrait augmenter la tension au prorata de la dégradation du cos φ du moteur.

– Le fonctionnement à vitesse variable d'un moteur d'induction peut s'envisager en boucle ouverte si l'on considère le convertisseur d'alimentation comme un réseau à tension et fréquence variables, ce qui est vrai pour les

onduleurs de tension et les cycloconvertisseurs. Cette façon de régler la vitesse du moteur est possible pour autant qu'il n'y ait pas nécessité d'une variation brutale et rapide de celle-ci. On a alors une action directe sur les générateurs d'impulsions qui commandent le convertisseur en tension et en fréquence (fig. VIII.4).

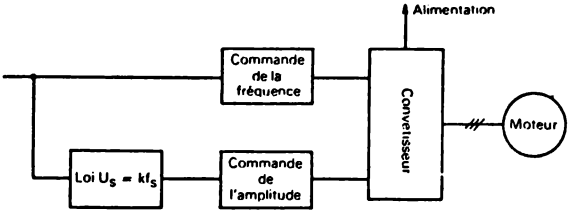


Fig. VIII.4 – Commande de la vitesse d'un moteur d'induction en boucle ouverte.

Quand le système demande quelques performances (précision, rapidité de réponse), il est préférable de recourir à une régulation de vitesse en boucle fermée. Les problèmes de stabilité doivent alors être étudiés avec attention. On doit également régler le flux dans la machine (au moins jusqu'à la vitesse de base). L'option prise est, en général, la marche à flux nominal, et les deux paramètres de réglage du couple sont donc le module du courant statorique I_1 et la fréquence des courants rotoriques f_2.

Les solutions de régulation dépendent, comme pour les moteurs à courant continu, de la nature de l'alimentation et des performances demandées.

– *Fonctionnement à flux constant*

On peut réaliser la régulation du flux de la machine suivant la loi :

$$U_1 = kf_1 + \Delta U_1$$

avec ΔU_1 donné par la figure VIII.5 et fonction de deux paramètres f_1 et f_2.

Naturellement, la précision n'est pas très bonne aux basses vitesses.

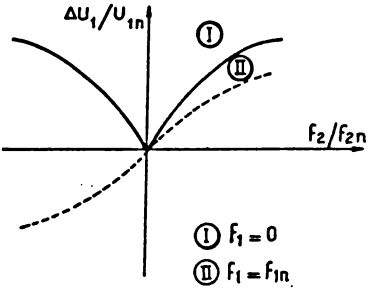


Fig. VIII.5 – Correction de la loi tension fréquence.

– Pour fonctionner à flux constant jusqu'à la vitesse de base, il est possible de réaliser une loi de type $i_1 = f(f_2)$ suivant le diagramme de la figure VIII.6 qui lie le module du courant et la fréquence rotorique.

$$|I_1| = |i_m| \frac{|1 + jg\omega\tau_2|}{|1 + jg\omega\tau_2\sigma|}$$

i_m = courant magnétisant

$\tau_2 = L_2/R_2$

σ = (coefficient de dispersion) $= 1 - \dfrac{M_{12}^2}{L_1 L_2}$

d'où

$$|I_1| = |i_m| \left[\frac{R_2^2 + g^2\omega^2 L_2^2}{R_2^2 + g^2\omega^2\sigma^2 L_2^2} \right]^{1/2}$$

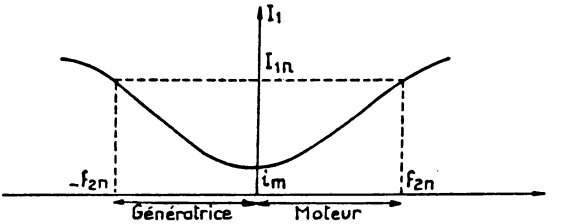


Fig. VIII.6 – Courant statorique en fonction de la fréquence des courants rotoriques.

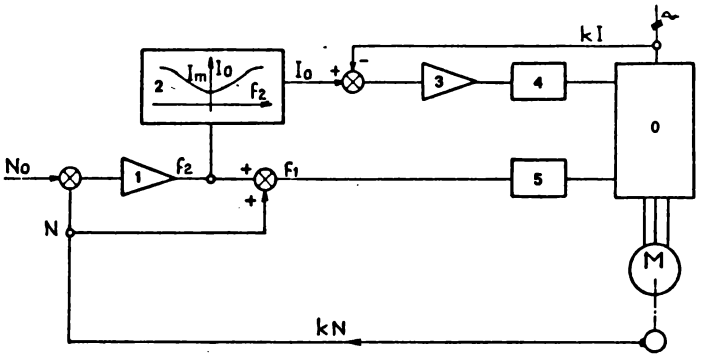


Fig. VIII.7 – Synoptique de la régulation de vitesse d'un moteur d'induction à flux constant.

0 – Convertisseur de fréquence.
1 – Régulateur de vitesse.
2 – Traducteur de fonction.
3 – Régulateur de courant.
4 – Commande du courant.
5 – Commande de la fréquence.

f – Fréquence de rotation.
f_1 – Fréquence stator.
f_2 – Fréquence rotor.
Io – Référence courant.
N_0 – Référence vitesse.

La figure VIII.7 montre un exemple de schéma de régulation réalisée suivant ce principe. On voit que la référence courant est établie par un traducteur de fonction à partir de la fréquence de glissement. Ceci impose que la vitesse réelle soit connue avec une grande précision, soit par une dynamo tachymétrique compensée, soit par un capteur numérique avec pouvoir de résolution élevé.

Ce mode de régulation permet de fonctionner en moteur et en freinage et donne de bonnes performances statiques et dynamiques.

Rappelons que, dans le fonctionnement à flux constant, les courbes couple-vitesse se déduisent les unes des autres par une translation le long de l'axe des vitesses lorsque la fréquence varie.

Le générateur de fonction que nous venons de voir peut entraîner d'un point de vue industriel, quelques contraintes (connaissance précise des caractéristiques du moteur, interchangeabilité). Le schéma de la figure VIII.8 supprime ces contraintes.

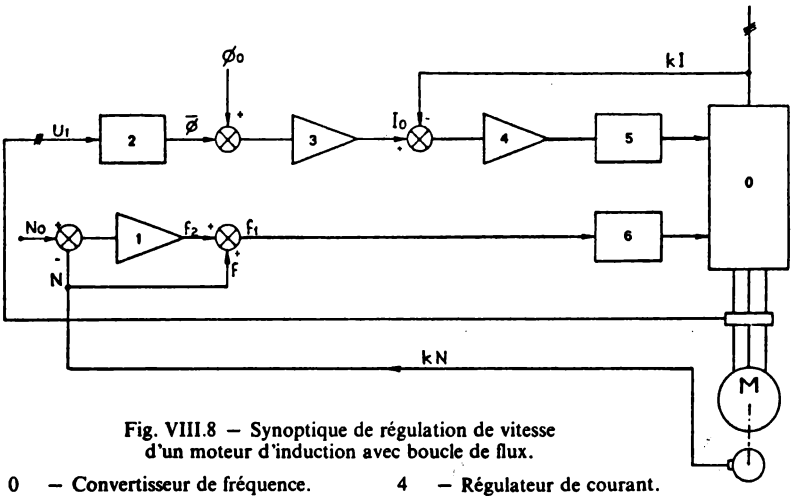


Fig. VIII.8 – Synoptique de régulation de vitesse d'un moteur d'induction avec boucle de flux.

0 – Convertisseur de fréquence.
1 – Régulateur de vitesse.
2 – Élaboration du signal de flux.
3 – Régulateur de flux.
4 – Régulateur de courant.
5 – Commande du courant.
6 – Commande de la fréquence.
Φ_0 – Référence de flux.

Voyons-en le principe :

Une boucle de flux (3) prenant pour signal de retour l'intégrale (2) de la tension statorique, reçoit une référence constante ϕ_0. Sa sortie sert de référence à un régulateur de courant (4) qui pilote les circuits de commande du convertisseur de courant (5). Le signal d'erreur du régulateur de vitesse (1) est l'image du couple à fournir et, puisque le flux est maintenu constant par la boucle précédente, il est directement lié à la fréquence des

courants rotoriques f_2. Le signal de vitesse fournit la vitesse réelle, donc l'image de la fréquence de rotation f. L'addition de f et f_2 fournit la référence de la fréquence statorique qui pilote les circuits de commande (6) de l'alimentation du moteur. Ceux-ci comprennent un convertisseur tension-fréquence et un générateur d'impulsions classique.

– *Régulation sans dynamo tachymétrique*

Dans de nombreuses applications de moteurs d'induction à vitesse variable, il est difficile d'installer une dynamo tachymétrique (absence d'un 2e bout d'arbre, etc.). D'ailleurs, on ne recherche généralement pas une grande précision de vitesse puisqu'une boucle plus externe règle le processus (boucle de température, de pression, de débit, etc.). On peut alors utiliser le schéma de la figure VIII.9 dont nous allons voir le principe.

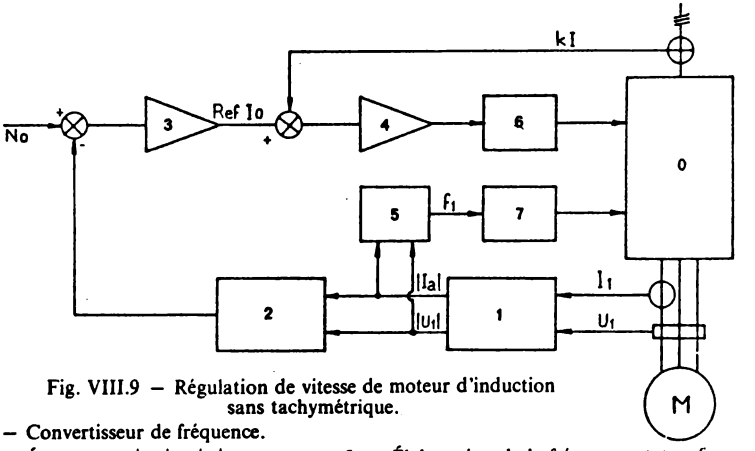


Fig. VIII.9 – Régulation de vitesse de moteur d'induction sans tachymétrique.

0 – Convertisseur de fréquence.
1 – Élaboration $|U_1|$ et $|I_a|$.
2 – Élaboration du signal de vitesse.
3 – Régulateur de vitesse.
4 – Régulateur de courant.
5 – Élaboration de la fréquence stator f_1.
6 – Commande du courant.
7 – Commande de la fréquence.
I_a – I actif.

Les signaux « courant stator » et « tension stator », fournis par des *TI* et des *TP* d'isolement et d'adaptation, servent à élaborer, d'une part, un signal « courant actif » (I_a), d'autre part, un signal « module de tension stator » $|U_1|$. Ces signaux sont fournis sous forme analogique par le générateur de fonction (1).

Un signal $(U_1) - K(I_a)$, représentatif de la vitesse de rotation du moteur, est élaboré par le bloc (2). K est un facteur constant dépendant des caractéristiques du moteur. La différence de ce signal avec un signal de référence de vitesse N_0 est appliquée au régulateur de vitesse (3), dont la sortie produit la référence I_0, amplitude du courant stator. Ce signal, comparé au signal de retour courant KI, entre dans le régulateur de courant (4) qui agit sur la commande (6) du convertisseur de courant.

Simultanément, le signal $|U_1|$, affecté d'une constante de temps, combiné convenablement avec le signal $|I_a|$ (avec avance de phase de filtrage) sert à l'élaboration d'un signal analogique représentant la fréquence statorique. Cette opération est effectuée dans le rectangle (5). Ce dernier signal est transformé par l'intermédiaire d'un convertisseur tension-fréquence, d'un diviseur de fréquence et d'amplificateurs d'impulsions {contenus dans le bloc (7)} en impulsions d'amorçage des thyristors du convertisseur de fréquence.

Il est encore possible, dans le cas de performances dynamiques très modestes, de simplifier le schéma de régulation. A titre d'exemple, la figure VIII.10 montre un schéma de régulation très simple, appliqué ici à un hacheur-commutateur à transistors.

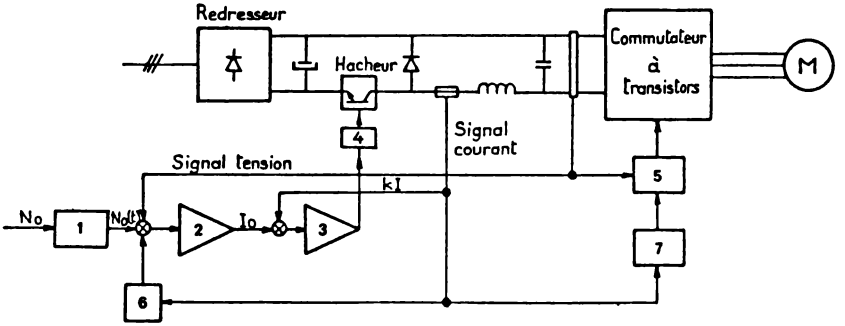


Fig. VIII.10 – Régulation de vitesse, sans tachymétrique d'un moteur d'induction, schéma simple appliqué à un hacheur-commutateur à transistors.

1 – Rampe d'affichage vitesse.
2 – Régulateur de vitesse.
3 – Régulateur de courant.
4 – Circuit de commande du hacheur.
5 – Convertisseur tension fréquence.
6 – Correction de la tension en fonction de la charge.
7 – Correction de la fréquence en fonction de la charge.

La référence vitesse N_0 est fournie par une rampe.

En première approximation, il suffit de maintenir, aux bornes de la machine, une tension proportionnelle à la fréquence. En réalité, il faut tenir compte des chutes de tension en fonction de la charge et du glissement.

La régulation est du type en cascade, elle comporte :

1. un régulateur de vitesse (2) qui a pour signal de retour la tension statorique, mesurée à l'entrée du convertisseur et corrigée en fonction du courant (circuit 6).

2. un régulateur de courant (3) qui reçoit sa référence du régulateur de vitesse et pilote le circuit de commande (4) du hacheur de tension à transistors.

La fréquence de pilotage du commutateur à transistors est proportionnelle à la tension statorique compensée par un terme correcteur, introduit par le circuit (7), proportionnel à la charge, donc au courant, destiné à compenser le glissement.

– *Fonctionnement à flux variable*

Ce mode de fonctionnement est caractérisé par $f_2 = f_{2n} = \text{Cte}$. Dans ces conditions, la machine a un comportement identique à celui d'une machine série à collecteur ($C = KI_1^2$) puisque le flux est uniquement fonction du courant absorbé. Le schéma de régulation est alors simplifié comme le montre la figure VIII.11.

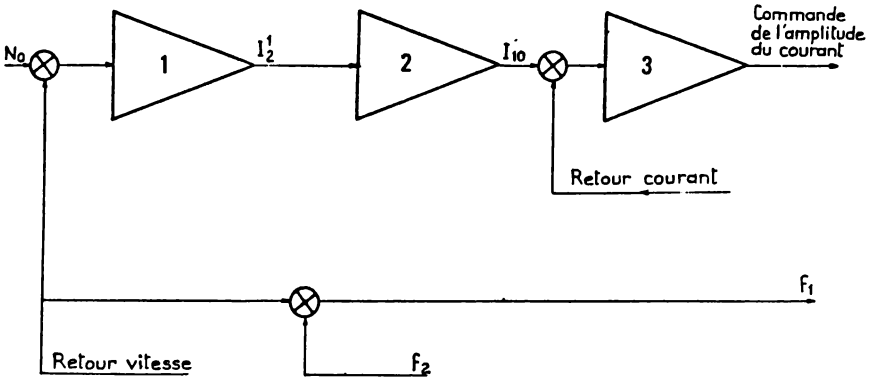


Fig. VIII.11 – Diagramme de régulation avec un fonctionnement à flux variable et fréquence des courants rotoriques constante.

Remarque sur les performances :

La régulation des moteurs d'induction est plus complexe que celle des moteurs à courant continu, car ils présentent un paramètre supplémentaire qui est la liaison élastique des flux stator et rotor. Ceci rend plus difficile l'obtention de performances dynamiques poussées, par contre les performances statiques peuvent être tout à fait comparables.

VIII.4 Moteur synchrone autopiloté

Le schéma synoptique complet est représenté par la figure VIII.12.

Commande du redresseur

On retrouve autour du convertisseur (1) (côté réseau) les mêmes fonctions que celles utilisées pour la commande des moteurs à courant

continu (1). Le générateur d'impulsions (9) détermine le retard à l'amorçage α du convertisseur (1) à partir d'une référence de phase issue du réseau et d'un signal de commande issu de la régulation.

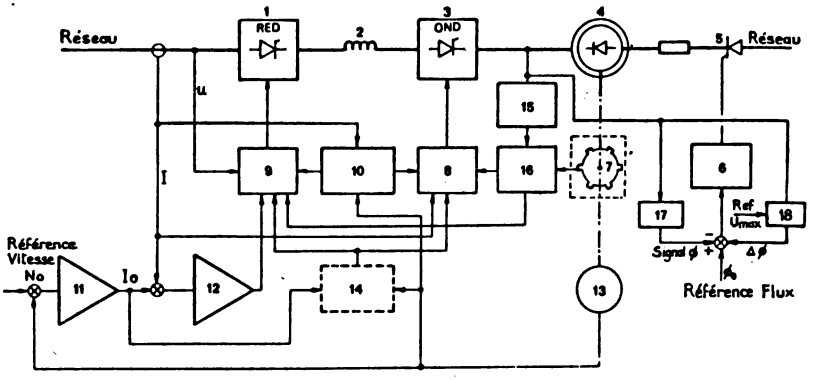


Fig. VIII.12 – Schéma synoptique de la régulation d'un moteur synchrone autopiloté.

1 – Redresseur.
2 – Inductance de lissage.
3 – Onduleur.
4 – Moteur.
5 – Excitation.
6 – Réglage de l'excitation.
7 – Capteur de position.
8 – Commande de l'onduleur.
9 – Commande du redresseur.
10 – Séquence du redresseur.
11 – Régulateur de vitesse.
12 – Régulateur de courant.
13 – Alternateur tachymétrique.
14 – Logique d'inversion du couple et de la vitesse (optionnelle).
15 – Élaboration des tensions de synchronisation de l'onduleur.
17 – Élaboration de l'image du flux.
16 – Logique de démarrage et séquence du mode de pilotage de l'onduleur.

La régulation est du type cascade. Elle comprend une boucle intérieure (12) qui contrôle le courant continu, dont l'image est prélevée par des transformateurs d'intensité sur les phases du réseau, et une boucle extérieure (11) qui compare la référence N_0 à la vitesse réelle donnée par l'alternateur tachymétrique (13), et impose la référence de courant I_0 au régulateur d'intensité.

Boucle de régulation du courant

Elle comprend, en fait, deux régulateurs : le régulateur de courant proprement dit et le régulateur de linéarisation. Ce dernier, situé entre le régulateur de courant et le générateur d'impulsions, a pour rôle de linéariser la fonction de transfert du redresseur qui, comme on le sait, est différente en

(1) Voir *Commande électronique des moteurs à courant continu*, § IV.5.3.

conduction continue et en conduction discontinue. La rapidité du régulateur de linéarisation permet une annulation brève (3 à 4 ms) du courant continu pour effectuer la commutation de l'onduleur au démarrage et aux basses vitesses du moteur.

Commande de l'onduleur

a) *Phase de démarrage*

On peut considérer deux cas :

1. *Entraînements à couple constant.* — Le capteur de position (7) délivre des signaux logiques, synchrones avec les tensions de la roue polaire, qui sont mis en forme et distribués aux thyristors de l'onduleur par le générateur d'impulsions (8). Pour effectuer le démarrage et jusqu'à quelque 3 à 4 % de la vitesse, nous avons vu, au chapitre VII.6.2, que la commutation de l'onduleur était effectuée par le convertisseur côté réseau. A partir des informations du capteur, la logique de démarrage (16) commande, à chaque commutation (6 fois par période), le passage en onduleur du convertisseur côté réseau par l'intermédiaire de son circuit d'amorçage (9). Durant le creux de courant (fig. VII.50), l'évolution de la tension de commande issue du régulateur de courant (12) est neutralisée pour éviter des perturbations transitoires sur le courant lors de sa réapparition.

2. *Entraînements à couple quadratique.* — Il est possible de démarrer directement avec le pilotage en tension décrit ci-après.

b) *Fonctionnement en dehors du démarrage*

En dehors de la période de démarrage, il est préférable de piloter l'onduleur directement à partir de la tension qui le commute. Après mise en forme par intégration, la tension du stator sert de référence de phase au générateur d'impulsions de l'onduleur. Pour éviter tout défaut de commutation dans le fonctionnement en onduleur, il faut assurer un angle de garde γ minimal qui laissera aux thyristors la sécurité de blocage voulue.

Rappelons que $\alpha_m = \pi - \beta$ et $\beta = u + \gamma$

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + u) = \frac{2X_c I_d}{E_s \sqrt{6}}$$

(E_s = tension simple de la machine).

Nous avons vu au chapitre VII lors de l'étude des couples pulsatoires qu'il était souhaitable de piloter l'onduleur à la « limite de commutation » (en conservant la sécurité voulue, bien entendu). Or, comme le montre la formule ci-dessus, l'angle de commutation u dépend de I_d. Il faut donc asservir α_m à I_d.

Boucle de régulation de la vitesse. La régulation de vitesse contrôle la vitesse de rotation à partir des informations : référence de vitesse et vitesse

réelle. Cette dernière est mesurée, soit par une dynamo tachymétrique, soit, le plus souvent, par un alternateur tachymétrique (absence de balais).

Les équations régissant l'entraînement s'écrivent :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_m - C_r$$

C_m = couple moteur,
C_r = couple résistant,

La recherche de la fonction de transfert entre la vitesse de rotation de la machine et son courant statorique est très compliquée à partir de ces équations. Lorsqu'on s'intéresse à des phénomènes dont la durée est de l'ordre de la seconde, on peut, pour simplifier, négliger certains paramètres dans les équations de Park, et, bien que l'étude demeure plus complexe que dans le cas des moteurs à courant continu, on aboutit là aussi à un réseau correcteur intégral-proportionnel. Le fonctionnement en régime permanent s'effectue alors sans erreur par rapport à la consigne affichée.

Boucle de régulation du flux inducteur. Cette boucle (17) et (6) assure un flux constant dans la machine au moins jusqu'à la vitesse de base, ceci indépendamment des variations du courant statorique causées par des variations de charge. La tension de la machine est ainsi strictement proportionnelle à la vitesse. Pour réaliser cette compensation, l'image du flux est élaborée par un intégrateur (17) à partir de la tension de la machine. Le régulateur (6) règle l'excitation en contrôlant la commande du gradateur placé entre le réseau et le stator de la génératrice asynchrone excitatrice (voir § IX.4).

Pour le fonctionnement à puissance constante, une boucle externe de tension, fonctionnant par dépassement de tension, vient réduire la référence de flux, comme cela se fait pour les moteurs à courant continu.

VIII.5 Régulations numériques

Le développement des microprocesseurs permet de concevoir des régulations entièrement numériques. La figure VIII-13 montre le schéma simplifié d'une régulation de vitesse numérique par microprocesseur. A partir d'un programme, le microprocesseur détermine les instants de commande des thyristors pour obtenir les grandeurs contrôlées, courant et vitesse par exemple, conformes à la demande. Ce mode de régulation permet d'obtenir à la fois une grande rapidité et une grande précision.

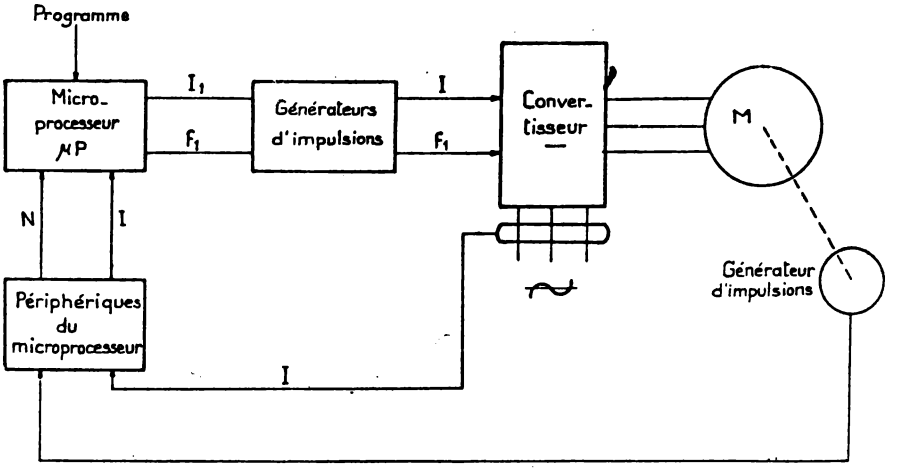


Fig. VIII.13 – Régulation de vitesse numérique d'un moteur alternatif par microprocesseur.

CHAPITRE IX

ADAPTATION DES MACHINES AUX CONVERTISSEURS ÉLECTRONIQUES

Depuis le début de leur utilisation, les moteurs alternatifs étaient alimentés par des générateurs de même nature, les problèmes de forme d'onde et de fréquence ne se posaient donc pas particulièrement. Le développement des convertisseurs statiques oblige, dans une certaine mesure, à une remise en cause. En effet, l'optimisation technico-économique des entraînements à vitesse variable par moteurs à courant alternatif a exigé une adaptation réciproque des convertisseurs et des moteurs. Le succès de l'opération résulte d'une collaboration étroite entre ingénieurs électrotechniciens et électroniciens.

En même temps, cette remise en cause permet une double évolution : élargissement du marché des moteurs alternatifs et accès aux grandes vitesses jusque là réservées aux turbines.

L'adaptation des moteurs à leur alimentation amène parfois quelques contraintes que nous verrons plus loin, mais parfois aussi des simplifications. C'est le cas, par exemple, du démarrage de fortes inerties, ou de résonances dangereuses.

Il y a, à la fois, une adaptation électrique et une adaptation thermique :

- car on peut régler ou limiter le courant donc les pertes,
- mais à faible vitesse, il faut un moyen « séparé » de refroidissement,
- et il y a des pertes supplémentaires, dues, en gros, aux harmoniques.

IX.1 Adaptation des moteurs d'induction à cage aux gradateurs

Nous avons vu au § IV-1 que la puissance de glissement était dissipée dans le rotor. Ceci conduit à surdimensionner un moteur classique d'un

coefficient 2 à 3. On obtient de meilleurs résultats en utilisant des moteurs spéciaux à rotor massif évidé et à ventilation forcée indépendante, avec, toutefois, un facteur de puissance et un rendement inférieurs à 0,7; leur puissance ne dépasse guère 50 kW.

Il faut noter que, par nature, les moteurs linéaires se prêtent bien à ce mode de commande, même pour des puissances élevées (plusieurs centaines de kW).

IX.2 Adaptation des moteurs d'induction à bagues aux cascades hyposynchrones

Pour les applications les plus courantes, entraînement de turbo-machines, l'adaptation ne pose aucun problème: si le moteur existe, on choisira les semiconducteurs en fonction de la tension rotorique, dans le cas contraire on choisira la tension rotorique économique pour les semiconducteurs.

Dans les cas rares d'applications à couple constant, on veillera à la ventilation du moteur.

IX.3 Adaptation des moteurs d'induction à cage aux convertisseurs de fréquence

– *Conception de la cage*

Les moteurs à cage classiques ont des cages conçues pour limiter le courant et augmenter le couple au démarrage. Les dispositions prises pour le démarrage sur le réseau (double-cages et cage à barres profondes) sont inutiles pour des moteurs alimentés en fréquence variable, puisque le démarrage s'opère maintenant à basse fréquence et dans des conditions qui se rapprochent beaucoup des conditions nominales. De plus, ces dispositions sont nuisibles:

– dans le cas des moteurs alimentés en ondes imposées de tension, elles conduisent à une diminution rapide des inductances des barres de la cage pour les harmoniques. Les courants harmoniques risquent donc d'être sensiblement plus élevés que ceux obtenus par un calcul rapide,

– quel que soit le schéma adopté, en ce qui concerne les pertes additionnelles dans le rotor. La résistance du rotor s'élève rapidement pour les harmoniques dans ce cas et peut très facilement être multipliée par 5 ou 10, de sorte que, même pour des taux de distorsion très faibles, les pertes additionnelles dans le rotor peuvent être très importantes.

– *Choix des inductances de fuites*

Les dispositions à prendre en ce qui concerne les inductances de fuites sont diamétralement opposées selon que le moteur doive être alimenté à ondes imposées de tension ou à ondes imposées de courant :

– dans le cas d'alimentation en tension rectangulaire ou impulsionnelle, il convient de prévoir de grandes inductances de fuites dans les moteurs. Des inductances de 30 à 40 % de l'impédance nominale, correspondant à des courants de démarrage de l'ordre de $3I_n$, paraissent convenir. Il en découle une augmentation de la puissance apparente et donc du dimensionnement du convertisseur,

– dans le cas d'alimentation en ondes imposées de courant, il est souhaitable, au contraire, d'utiliser un moteur à faible réactance. Il s'agira donc d'un moteur plus parfait, débarrassé, au maximum, d'impédances nuisibles,

– *Ventilation*

Selon la forme du couple résistant et la plage de vitesse requise, l'autoventilation du moteur sera suffisante ou non. Par exemple, un fonctionnement à couple constant dans une plage de vitesse notable nécessitera l'adjonction d'un motoventilateur.

Si toutes ces précautions sont souhaitables, elles ne sont pas forcément nécessaires. On peut dire aujourd'hui, avec l'expérience, que, par exemple, pour l'entraînement de turbomachines (couple quadratique), les moteurs standards existants conviennent très bien quel que soit le type de convertisseur de fréquence utilisé.

IX.4 Adaptation des moteurs synchrones aux convertisseurs de fréquence

– *Adaptation aux onduleurs autonomes*

Les précautions sont de même nature que celles énoncées pour les moteurs d'induction à cage.

– *Adaptation aux cycloconvertisseurs conventionnels*

Les réactances de fuite d'une machine classique suffisent pour réduire sensiblement les harmoniques de courant, les pertes statoriques ne croissent donc pas notablement.

Pour tenir compte des pertes supplémentaires dans les épanouissements polaires massifs ou dans les cages amortisseuses, on surdimensionne la machine de quelque 3 à 5 %.

– *Adaptation aux redresseurs-onduleurs* ou aux cycloconvertisseurs à ondes rectangulaires de courant commutés par la machine.

La durée des commutations est influencée par les inductances de fuite du moteur.

Nous savons qu'une commutation est un court-circuit subtransitoire biphasé. La détermination de la réactance de commutation X_c fait donc intervenir, non seulement la réactance subtransitoire longitudinale X''_d qui est cyclique et attribuée à chaque phase pour un courant direct intéressant symétriquement les trois phases, mais aussi la réactance inverse, à cause de la composante inverse du courant monophasé dissymétrique.

Suivant les auteurs, la détermination de X_c varie. On trouve :

$$X_c \# X''_d \quad \text{ou} \quad X_c \# \frac{2X''_d}{\sqrt{3}} \quad \text{ou} \quad X_c \# \frac{1}{2}(X''_d + X''_q)$$

ou encore $$X_c \# \sqrt{X''_d . X''_q}.$$

Dans les machines à pôles lisses, on a $X''_d \# X_i \# X''_q$, donc $X_c \# X''_d$. Dans les autres cas, on peut prendre :

$$X_c \# \frac{X''_d + X_{i'}}{2}.$$

Une formule plus générale fait intervenir l'angle x qui est le déphasage entre le courant stator et la tension de la roue polaire. Elle donne :

$$X_c = X''_d \cos^2 x + X''_q \sin^2 x \text{ (voir § VII-6).}$$

Pour un courant donné, la valeur de la réactance de commutation détermine l'angle de commutation. Pour éviter que celui-ci ne devienne trop grand, on a intérêt à réduire X_c.

Les machines classiques ont généralement des réactances subtransitoires qui affecteraient le facteur de puissance et le dimensionnement du convertisseur. Une attention particulière doit donc être portée à ce point si l'on veut optimiser le coût de l'ensemble convertisseur-machine.

Un certain nombre de mesures permettent de minimiser la réactance de commutation. On peut citer : la réalisation d'amortisseurs à faibles fuites, le renforcement du flux, l'augmentation de l'entrefer, la réduction de la profondeur d'encoche... Certaines de ces mesures tendent à augmenter le dimensionnement de la machine. En contrepartie, en réduisant X_c, on améliore le cos φ du moteur. On voit donc qu'il y a un optimum à trouver.

— *Excitation du moteur*

Bien entendu, s'il n'y a pas d'impératifs particuliers résultant de la définition ou de l'exploitation, on peut utiliser une excitation par bagues et balais. Au contraire, si l'exploitant ne souhaite pas de bagues ou si la vitesse de rotation, l'environnement ou la maintenance s'y opposent, on utilise une excitation par redresseurs tournants.

Afin de pouvoir exciter la machine dans toute la plage de vitesse y compris à l'arrêt, le courant d'excitation est transmis à la partie tournante par un transformateur tournant (fig. IX.1). Le champ de l'inducteur de l'excitatrice doit avoir une vitesse non nulle par rapport à l'induit. Cette fonction est assurée par une génératrice asynchrone dont le stator, alimenté à fréquence constante par le réseau, crée un champ tournant, de préférence en sens inverse du sens de rotation de l'induit, afin qu'à aucun moment les champs inducteur et induit n'aient, ni la même vitesse, ni le même sens.

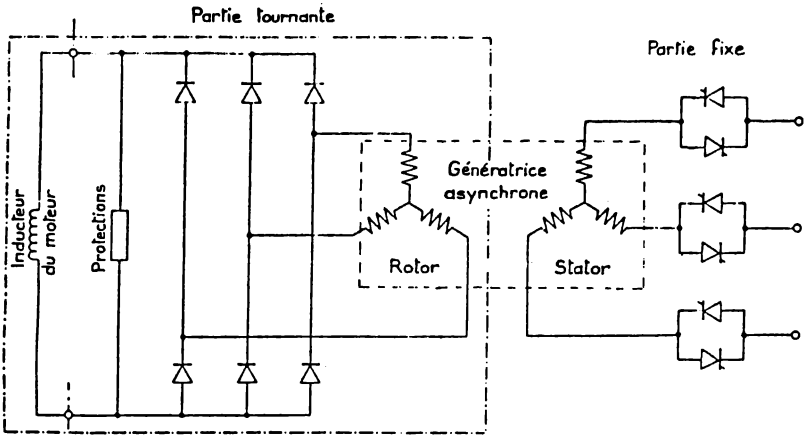


Fig. IX.1 – Excitation statique du moteur synchrone par redresseurs tournants.

Le réglage de l'excitation est effectué par un gradateur triphasé à thyristors placé entre le réseau et le stator de l'excitatrice.

IX.5 Moteurs rapides

La quasi-totalité des moteurs synchrones et des moteurs d'induction utilisés aujourd'hui dans le monde sont alimentés par des réseaux industriels. La vitesse maximale, avec la polarité minimale, est donc dictée par la fréquence 50 ou 60 Hz. Nous voyons maintenant qu'avec les convertisseurs statiques de fréquence, nous pouvons, en tout cas avec certains, obtenir aisément des fréquences supérieures. Par conséquent, moyennant quelques précautions, les vitesses maximales peuvent être accrues sans remise en cause des conceptions actuelles.

Les limitations actuelles viennent essentiellement des bobinages au rotor, des bagues et des redresseurs tournants.

La courbe (1) de la figure IX.2 donne une idée des possibilités des machines actuelles. On sait faire aujourd'hui, par exemple: 20 MW à 4000 tr/min, 2 MW à 10000 tr/min et 10 kW à 60000 tr/min.

Pour franchir ces limites, déjà fort intéressantes, il faut avoir recours à d'autres types de machine : rotor massif dépourvu de bobinage, excitation par bobinage statorique fixe ou par aimants permanents.

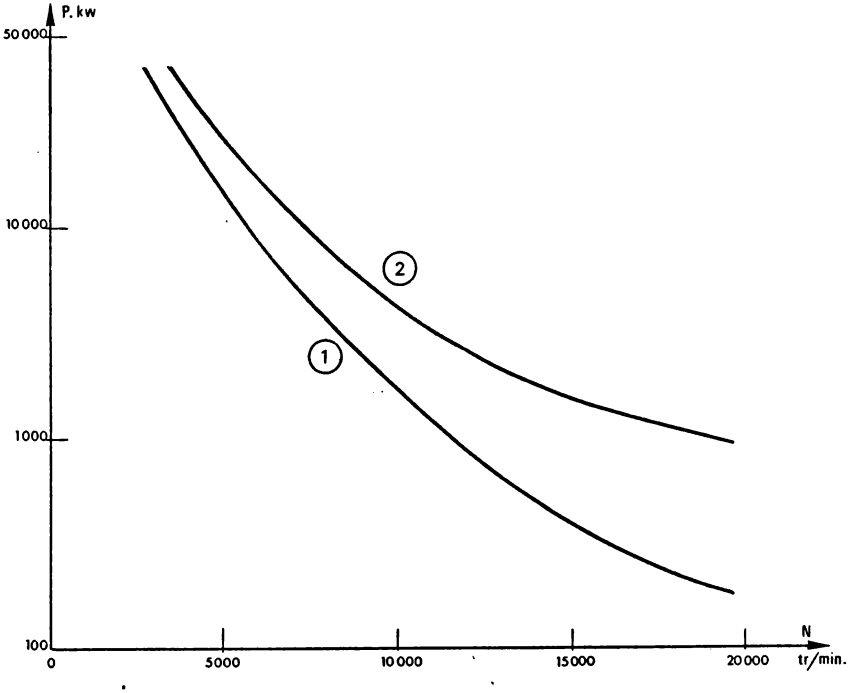


Fig. IX.2 — Possibilités des moteurs alternatifs dans le plan puissance-vitesse.

En dehors du moteur d'induction à cage qui s'adapte bien aux grandes vitesses, on s'oriente vers des machines homopolaires pour les grandes puissances, des machines à réluctance pour les moyennes puissances et des moteurs à aimants permanents pour des puissances plus modestes.

Ainsi, par exemple, avec une machine homopolaire tournant à 300 m/s, on réaliserait 40 MW à 4000 tr/min ou 4 MW à 10000 tr/min.

La courbe (2) de la même figure projette ce que pourrait être la vitesse maximale en fonction de la puissance de ces nouvelles machines. Il faut noter que, dans le cadre du développement de ces machines rapides, les paliers à

sustentation magnétique, dont les possibilités dépassent nettement celles des paliers classiques, apporteront des avantages techniques substantiels: réduction des pertes par frottement, passage aisé des fréquences critiques et amortissement réglable des vibrations, suppression des problèmes d'étanchéité, intégration plus aisée des moteurs dans l'enceinte de la machine entraînée, etc.).

L'application des machines rapides, de la première ou de la deuxième génération, va essentiellement vers les compresseurs, les centrifugeuses et les pompes rapides. L'avantage est la suppression du multiplicateur et de sa centrale de graissage, et la simplification de la ligne d'arbre.

CHAPITRE X

CRITÈRES DE CHOIX ET APPLICATIONS DES ENTRAÎNEMENTS DÉCRITS

La première question qui se pose est de savoir quand doit-on utiliser la vitesse variable lorsqu'elle n'est pas imposée par le processus. Le moteur entraîne toujours une machine mécanique qui intervient dans un processus. En général, ce processus nécessite un réglage; alors, deux solutions sont possibles :

a) Modifier artificiellement la caractéristique du processus, par exemple, en augmentant les pertes de charges par laminage ou étranglement du fluide dans les turbomachines, comme le montre le diagramme simplifié de la figure X.1.

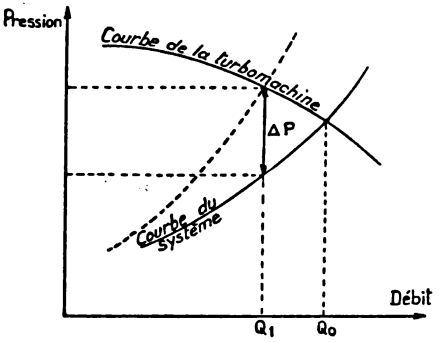


Fig. X.1 – Réglage du débit dans une turbo machine par accroissement des pertes de charge.

b) Adapter la vitesse du moteur à la demande du processus. En conséquence, la puissance demandée au réseau d'alimentation sera tout juste celle nécessaire au processus, au rendement près. En reprenant le même exemple des turbomachines, le diagramme devient celui de la figure X.2.

Ce simple exemple montre qu'en plus de la souplesse d'exploitation, la vitesse variable offre la possibilité d'économiser l'énergie.

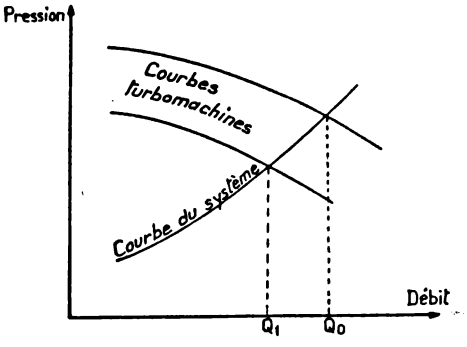


Fig. X.2 – Réglage de débit dans une turbo-machine par variation de la vitesse de rotation.

X.1 Moteurs d'induction

Le réglage avec variation de la tension statorique ne permet pas, avec les moteurs à cage, un grand rapport de vitesse dans un fonctionnement continu, et surtout pas à couple nominal appliqué en permanence. Toutefois, cette solution peut convenir avec beaucoup de précautions dans des applications où le régime de marche en réglage de vitesse n'est que transitoire et cyclique (levage par exemple), ou encore en surdimensionnant le moteur, pour l'entraînement des turbomachines (pompes ou ventilateurs) pour lesquelles la plage de vitesse est généralement faible et le couple varie comme le carré de la vitesse. Avec ce système, l'emploi de moteurs d'induction rotatifs standards est donc très limité, hormis les moteurs à bagues car on peut alors dissiper l'énergie dans des résistances extérieures.

Avec le moteur à bagues, la solution qui consiste à dissiper l'énergie du rotor en chaleur (rhéostat statique) peut de moins en moins se justifier dans une ère d'économie d'énergie.

L'application principale de la cascade hyposynchrone est l'entraînement de pompes et de ventilateurs. De très nombreuses réalisations ont été faites dans ce domaine dans une plage de puissance allant d'une centaine de kW à une dizaine de MW. Cette solution est des plus économiques pour des puissances de récupération supérieures à 200 kW, dans des plages de vitesse comprises entre N_s et $0{,}5N_s$. Elle permet d'utiliser des moteurs asynchrones de fabrication standard et de dimensionner le convertisseur statique (redresseur-onduleur) pour g_{max} fois la puissance nominale de la machine, à condition, bien sûr, de conserver le rhéostat pour le démarrage. La cascade hyposynchrone permet de moderniser au moindre coût des installations

existantes pourvues de moteurs à bagues, et de réaliser ainsi des économies d'énergie.

Le moteur d'induction à cage, alimenté à fréquence variable, couvre un très large domaine d'applications. On connaît, en effet, sa forte pénétration dans toutes les industries et la liste serait beaucoup trop longue pour l'énumérer ici.

Pour les petites puissances (quelques kW), le montage en tension à transistors décrit au chapitre VII.2 est la solution la plus simple et la plus économique. Elle s'applique à tous les cas d'utilisation y compris les petits moteurs très rapides (plusieurs dizaines de milliers de tours par minute) des électrobroches et centrifugeuses par exemple.

Toujours avec des transistors, et pour la meilleure utilisation de leur caractéristique de courant, le redresseur-commutateur de courant permet d'atteindre 30 kW aujourd'hui et bien davantage demain.

Dans la même technique du redresseur-commutateur de courant, mais avec une technologie à thyristors, on couvre une très large gamme de puissance de 20 kW à 1 MW ou plus.

Nous avons vu que le montage en courant était simple et très fiable. Il est particulièrement adapté aux commandes monomoteurs, mais il s'adapte également très bien aux entraînements multimoteurs à charge équilibrée. En dehors de très rares applications où les pulsations de couple sont extrêmement critiques, ce montage couvre toutes les applications courantes des moteurs à cage: pompes, ventilateurs, compresseurs, extrudeuses, mélangeurs, centrifugeuses, machines-outils, bancs de rouleaux, etc.

Pour les applications ne supportant pas les pulsations de couple, même faibles, on choisira plutôt un convertisseur neutralisant les harmoniques comme l'onduleur *MLI*. L'onduleur à modulation de largeur d'impulsions est intéressant en traction lorsque l'on a une tension d'alimentation continue.

Dans le cas de vitesse lente, le cycloconvertisseur présente de l'intérêt. Il en va de même pour des moteurs embarqués, alimentés à partir de moyenne fréquence (400 Hz par exemple).

Enfin, dans le cas d'entraînements multimoteurs, où ceux-ci sont inégalement chargés (bancs de rouleaux par exemple) une alimentation en tension peut être préférée à une alimentation en courant. Le choix de l'alimentation dépend essentiellement des fréquences requises. On utilisera de préférence :

– au-dessous de 20 Hz, le cycloconvertisseur,

– au-dessus de 20 Hz, l'onduleur *MLI* ou le redresseur-commutateur de tension.

X.2 Moteurs synchrones

– *L'alimentation à tension et fréquence variables*, imposées par le convertisseur, convient bien aux commandes multimoteurs à faible dynamique de réglage (variations lentes): métiers à tisser, commandes sectionnelles (fibres synthétiques, papier, etc.), rouleaux d'auxiliaires de laminoirs, etc. On utilise, pour ces applications, généralement de petits moteurs à aimants permanents ou à réluctance variable. Le choix de l'alimentation dépend, comme précédemment, des fréquences recherchées, et il sera le même.

Dans tous les cas, l'asservissement tension-fréquence devra surveiller l'angle interne ou être suffisamment « doux » pour éviter tout risque de décrochage. En dehors des commandes multimoteurs exigeant le synchronisme, ce mode de commande présente peu d'intérêt.

– *L'alimentation autosynchrone à commutation naturelle par convertisseurs indirects: redresseur-onduleur ou hacheur-onduleur*, présente beaucoup d'intérêt dans une large gamme de puissance, de quelques centaines de kW à plusieurs dizaines de MW.

Des études technico-économiques ont montré que les entraînements par moteurs d'induction à cage se plaçaient mieux dans les faibles et moyennes puissances, cependant que ceux par moteurs synchrones étaient préférables pour les grandes puissances. Bien entendu, une zone de recouvrement existe, fonction d'autres paramètres comme la vitesse, l'application, ou autres considérations de l'utilisateur. Le tableau de la figure X.3 situe, en fonction de la puissance, les domaines privilégiés respectifs, ainsi que les technologies des convertisseurs et les tensions d'alimentation des convertisseurs et des machines.

Le développement des moteurs synchrones à aimants et à réluctance variable apportera une concurrence aux moteurs d'induction dans la gamme de 1 à 300 kW.

Les moteurs synchrones autopilotés couvrent une grande gamme d'application, depuis le remplacement des moteurs à courant continu utilisés dans des atmosphères explosibles et qui demandent beaucoup de précautions, jusqu'au remplacement des turbines à gaz ou à vapeur de moyenne et de grande puissance. A cela, il faut ajouter que bien de gros moteurs que l'on installait dans le passé à vitesse fixe seront de plus en plus choisis à vitesse variable, dans un souci, devenu plus aigu, d'économiser l'énergie. Aussi, peut-on citer de nombreuses applications:

– *Dans le génie chimique:* extrudeuses, mélangeurs, compresseurs, pompes de processus ou de pipe-line.

– *Dans la production d'énergie:* pompes et soufflantes de chaudières dans les centrales thermiques, pompes primaires et secondaires dans les

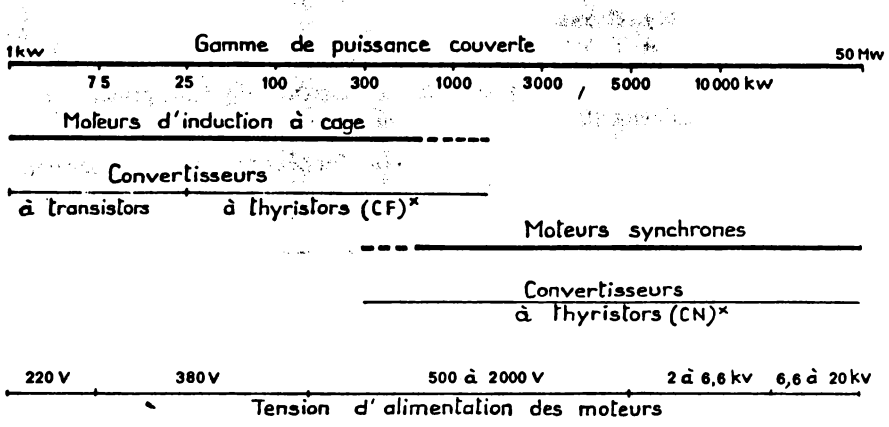


Fig. X.3 – Place actuelle, dans la gamme de puissance, des moteurs d'induction et des moteurs synchrones. Les tensions d'alimentation sont données à titre indicatif.

* CF: commutation forcée; CN: commutation naturelle.

centrales thermonucléaires, lanceurs pour groupes turbines à gaz-alternateurs, lanceurs pour les groupes réversibles turbines-pompes dans les centrales hydroélectriques à accumulation. Dans ce dernier exemple, l'alternateur est utilisé en moteur pour la phase de démarrage jusqu'au synchronisme et la régulation du redresseur-onduleur assure en même temps le couplage sur le réseau. De tels lanceurs peuvent atteindre une puissance de 50 MW ou plus, suivant la puissance du groupe (leur puissance est environ le dixième de la puissance de l'alternateur). A noter qu'un seul lanceur suffit pour le démarrage de tous les groupes de la centrale.

– *Dans le transport:* traction électrique, propulsion de navires, convoyeurs.

– *Dans l'exploitation et le traitement des minerais:* convoyeurs, broyeurs...

– *Dans les aciéries:* soufflantes de hauts-fourneaux.

– *Dans les centres d'essais:* bancs d'essais, soufflerie.

– *Dans les stations de traitement des eaux:* pompes.

Cette liste n'est, bien entendu, pas exhaustive.

Dans le cas de moteurs lents, comme par exemple les moteurs annulaires, destinés à l'entraînement des grands broyeurs de cimenterie, le cycloconvertisseur peut être préféré au redresseur-onduleur. De la même manière que le redresseur-onduleur, le cycloconvertisseur peut être autopiloté pour éviter tout risque de décrochage du moteur.

X.3 Synthèse

Pour tenter de donner une vue très synthétique des principaux systèmes d'entraînements traités dans cet ouvrage, nous avons voulu :

— premièrement, situer en coordonnées puissance-vitesse chacune des solutions (voir planche fig. X-4),

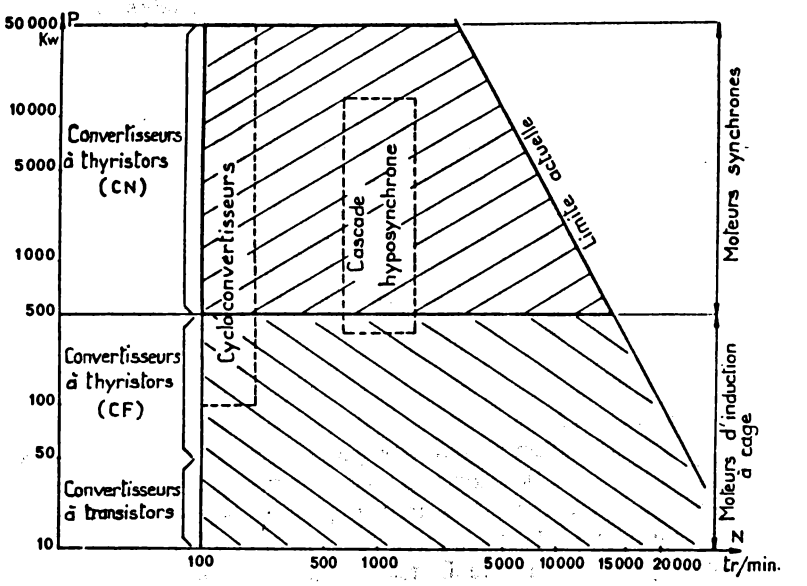


Fig. X.4 — Zones classiques d'application des entraînements par moteurs alternatifs. On retrouve les domaines des moteurs d'induction à cage et des moteurs synchrones de la figure X.3, avec en plus les domaines restreints des cycloconvertisseurs et des cascades hyposynchrones.

— deuxièmement, résumer les domaines privilégiés d'application (voir tableau X.5).

Bien entendu, un classement aussi simple peut être mis en défaut dans des cas particuliers, mais l'objectif recherché est d'aider le lecteur à résumer facilement un ensemble de techniques qui ne sont pas toujours simples.

TABLEAU X.5. APPLICATION DES MOTEURS A COURANT ALTERNATIF A VITESSE VARIABLE

	Machines d'induction à bagues	Machines d'induction à cage			Machines synchrones	
	Réglage du courant du rotor	Réglage de la tension du stator	Réglage de la tension ou du courant et de la fréquence du stator			Autopilotage
	CN (2)	CN (2)	CF (1)			CN (2)
Type convertisseurs / Critères de choix	Cascade hypo-synchrone	Gradateur	Commutateur de tension	Commutateur de courant	Cyclo-convertisseur	Redresseur onduleur
Faible plage de variation	Pompes, ventilateurs, soufflantes, compresseurs	Pompes et ventilateurs de faible puissance	Pompes, ventilateurs, soufflantes, compresseurs.			Pompes, ventilateurs, soufflantes, compresseurs. gros convoyeurs
Grande dynamique de réglage			Bancs d'essais, machines-outils, industrie de transformation et industrie chimique.			industrie de transformation traction, propulsion.
Grandes vitesses			Centrifugeuses, rectifieuses, électrobroches, pompes, compresseurs.			Compresseurs, centrifugeuses pompes, bancs essais.
Grandes puissances	Ventilateurs, pompes pour centrales, extrudeuses, compresseurs.				Broyeurs, fours à ciment, extrudeuses.	Ventilateurs, compresseurs, extrudeuses, pompes de circulation pour centrales bancs essais.
Faible masse et volume			Traction		Traction autonome	Traction Propulsion
Commandes multimoteurs			Aéroréfrigérants, tours de réfrigération Convoyeurs à rouleaux, trains de rouleaux de laminoirs.		Trains de rouleaux de laminoirs.	
Marche en synchronisme			Industrie du textile : fibres synthétiques (avec moteurs synchrones)			
Démarrage de machines synchrones						Centrales à accumulation, turbines à gaz, gros compresseurs et soufflantes.

(1) CF = commutation forcée
(2) CN = Commutation naturelle
¤ = à utiliser avec précautions.

CONCLUSION

Longtemps restés à l'âge du laboratoire (de 1965 à 1975), les entraînements à vitesse variable par moteurs alternatifs ont atteint l'âge industriel. Leur développement, aidé par le souci relativement récent d'économiser l'énergie, est maintenant rapide.

La technologie de ces entraînements a largement bénéficié de l'expérience acquise, depuis de nombreuses années, avec les entraînements par moteurs à courant continu, alimentés, soit par des redresseurs, soit par des hacheurs. Cet acquis a permis d'obtenir, dès le départ, une grande fiabilité.

Les développements techniques sont poursuivis dans le domaine des machines rapides, à structure nouvelle, et des convertisseurs à fréquence plus élevée pour leur alimentation.

Pour les petites puissances, des progrès sont attendus dans le domaine des transistors de puissance; pour les grandes puissances, l'alimentation directe en moyenne tension pousse au développement de thyristors de tension élevée à commande optique, ce qui simplifiera les circuits de commande et les problèmes d'isolement.

Enfin, les régulations numériques par microprocesseurs trouveront rapidement dans ces entraînements un terrain propice à leur développement.

BIBLIOGRAPHIE

Ouvrages

- *Commande électronique des machines électriques à vitesse variable.* R. CHAUPRADE. Techniques de l'Ingénieur D540 à D544. 1976.
- *Thyristor control of A.C. motors.* J. M. D. MURPHY. Pergamon press. 1973.
- *Principles of inverter circuits.* B. D. BEDFORD and R. G. HOFT. John Wiley and Sons Inc. 1964.
- *Cours d'Électronique.* F. MILSANT. Éditions Eyrolles.
- *Commande électronique des moteurs à courant continu.* R. CHAUPRADE. Éditions Eyrolles. 1975.
- *Électrotechnique industrielle.* G. SEGUIER et F. NOTELET. Technique et documentation. 1977.
- *Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters,* B. R. PELLY. Wiley-Interscience. 1971.

Articles

- *Commande électronique des moteurs à courant alternatif.* R. CHAUPRADE. Revue Jeumont-Schneider n° 21 et 22. 1976.
- *Les entraînements à vitesse variable par variateurs statiques de fréquence.* Série d'articles. L. PIERRAT, H. CORNILLEAU, F. PÉTOLAS, R. CHAUPRADE, C. HAGLON, B. RÉMY. Revue Générale d'Électricité. Tome 87 n° 9 et 10. 1978.
- *Alimentation en tension de machines asynchrones à fréquence variable.* H. FOCH. RGE Tome 87 n° 4. 1978.
- *Alimentation en courant de machines asynchrones à fréquence variable.* M. NAÇABAL. RGE Tome 87 n° 4. 1978.
- *Procédé moderne d'entraînements de grande puissance à vitesse variable par moteurs électriques auto-pilotés.* R. CHAUPRADE. Revue Jeumont-Schneider n° 24, 1978 et Pétrole et technique n° 260, 1979.
- *Évaluation de la composante pulsatoire des moteurs à courant alternatif.* A WIART. Revue Jeumont-Schneider n° 26, 1978.
- *Inverters for uninterruptible power supplies.* R. CHAUPRADE. IEEE industry applications, vol. IA-13 n° 4, 1977.
- *Les gros moteurs alternatifs à vitesse variable.* R. BOLAND, R. CHAUPRADE et R. KLEIN. RGE n° spécial cigré, 1978.

- *Régulation de vitesse d'une machine d'induction.* M. BOIDIN. Thèse de docteur ingénieur. 1974. Toulouse.
- *Les convertisseurs statiques à commutation forcée.* H. FOCH. Thèse de docteur ès-sciences physiques. 1974. Toulouse.
- *Asservissement d'un moteur asynchrone alimenté à fréquence variable en traction électrique.* J. HAMEL. Mémoire CNAM. 1977.
- *Application des thyristors aux convertisseurs c.c/c.a.* R. CHAUPRADE et G. CAUSSIN. RGE. Tome 78 n° 11, 1969.

Imprimerie de la Manutention à Mayenne
Dépôt légal : mars 1984
N° d'Éditeur : 4093

BUHLER - **Réglages échantillonnés :**
Tome 1 : Traitement par la transformation en Z - 400 p., 1982
Tome 2 : Traitement dans l'espace d'état - 464 p., 1983

DATTEE & VENOT - **Électronique.** Concepts de base - 542 p., 1983
(coll. Direction des Études et Recherches d'E.D.F.)

DAVIO, DESCHAMPS & THAYSE - **Machines algorithmiques** - 236 p., 1983

FELDMANN - **Théorie des réseaux et systèmes linéaires** - 384 p., 1981
(coll. Technique et Scientifique des Télécommunications)

GOLUB & MEURANT - **Résolution numérique des grands systèmes linéaires** - 348 p., 1983 (coll. Direction des Études et Recherches d'E.D.F.)

GRINSEC - **La commutation électronique** - (coll. Technique et Scientifique des Télécommunications)
Tome 1 - Structure des systèmes spatiaux et temporels - 456 p., 1981
Tome 2 - Logiciel. Mise en œuvre des systèmes - 512 p., 1981

PIRAUX - **Dictionnaire anglais-français des termes relatifs à l'électronique, l'électrotechnique, l'informatique et aux applications connexes** - 408 p., 1983

— **Dictionnaire français-anglais des termes relatifs à l'électronique, l'électrotechnique, l'informatique et aux applications connexes** - 208 p., 1981

— **Dictionnaire allemand-français des termes relatifs à l'électronique, l'électrotechnique, l'informatique et aux applications connexes** - 272 p., 1983

SALMAN & SOLOTAREFF - **Le filtrage numérique** - 184 p., 1982